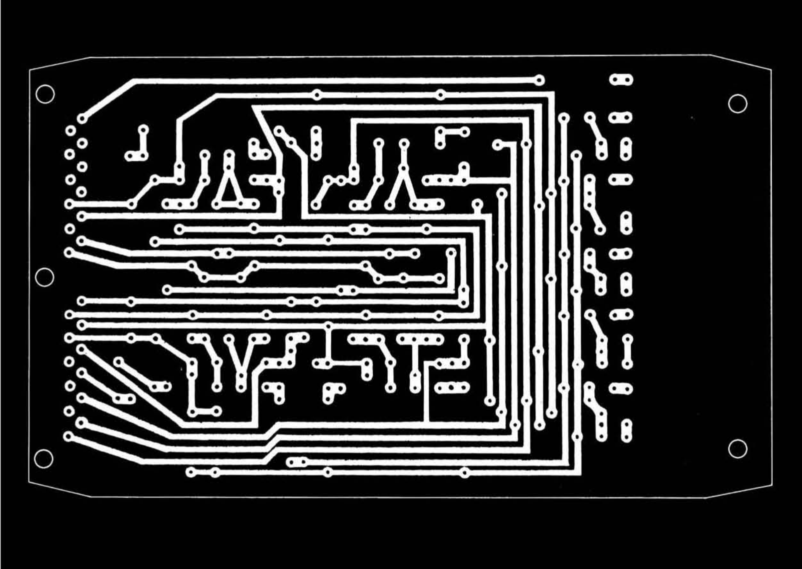
amateurreihe

electronica



Manfred Kramer

Impulstechnik mit Transistoren

electronica · Band 97
Impulstechnik mit Transistoren

MANFRED KRAMER

Impulstechnik mit Transistoren



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 15. April 1970

1.—15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1970
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Erich Böhm
Vorauskorrektor: Rita Abraham
Korrektor: Gertraut Purfürst
Typografie: Helmut Herrmann
Hersteller: Hannelore Münnich
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam, A 664
1,90

Inhalt

Vorwort

Die Impulstechnik befaßt sich mit der Erzeugung und Verarbeitung von Strom- oder Spannungsstößen. Noch vor 30 Jahren beschränkte sich die Anwendung auf die Telegrafie und die Vermittlungstechnik beim Fernsprechen. Heute, wo Transistor- und Halbleiterblocktechnik hohen Aufwand bei kleinem Platzbedarf zulassen, werden ständig neue Anwendungsgebiete erschlossen. In der Fernsehtechnik z. B. dienen Impulse zur Bild- und Zeilensynchronisation. Mit Impulsen mißt man oft schneller und meist auch genauer, ja die gesamte Digitaltechnik und die elektronische Datenverarbeitung beruhen auf der Verarbeitung von Impulsen. Die Laufzeit der Impulse vom Sender zum Meßobjekt und zurück wird in der Funkmeßtechnik (Radar) sowie in der Hydroakustik ausgewertet. In Automation und Kybernetik spielen Impulse eine bedeutende Rolle.
Interessant dabei ist, daß man in allen diesen Bereichen nur einige wenige Standardschaltungen in unterschiedlichen Kombinationen anwendet. Mit dieser Broschüre werden dem Amateur die wichtigsten Standardschaltungen vorgestellt und an einigen praktischen Beispielen der Entwurf komplexer Impulsschaltungen erläutert.
Viele erprobte Schaltungen vervollständigen die Erläuterungen und sollen zu eigener schöpferischer Tätigkeit auf diesem Gebiet anregen.

Frankfurt (Oder), im März 1970 *Manfred Kramer*


LEER

1. Allgemeine Grundlagen

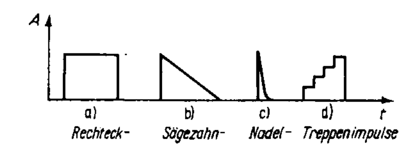
1.1. Impulsformen

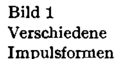
Ein einmaliger Strom- oder Spannungsstoß wird als Impuls bezeichnet. Impulse werden nach ihrer geometrischen Form unterteilt, Bild 1 zeigt einige Beispiele. Am häufigsten ist der Rechteckimpuls anzutreffen, doch verwendet man oft auch Sägezahn- und Nadelimpuls.

Einen idealen Rechteckimpuls gibt es nicht; bei entsprechender Dehnung des Zeitmaßstabes wird daraus immer ein Trapez. Für eine konkrete Aussage müssen zunächst einige charakteristische Größen festgelegt werden (Bild 2).

Der vordere Teil des Impulses wird als *Anstiegsflanke* bezeichnet. Die Zeit, in der die Amplitude von 10% ihres Endwertes auf 90% wächst, heißt *Anstiegszeit* t_r (engl.: risetime). Die Zeit des Abfalls der Amplitude von 90% auf 10% ihres Maximalwertes wird *Abstiegszeit* t_f (engl.: falltime) genannt. Auf jeder dieser Flanken gibt es einen Punkt, an dem die Augenblickswerte der Amplitude 50% des Maximalwertes betragen.

Die Zeit zwischen diesen 2 Punkten ist als *Impulsdauer* t_i definiert. Das Oberteil des Impulses wird als *Dach* bezeichnet. Ist ihm eine Schwingung geringer Amplitude und höherer Frequenz überlagert, so spricht man von *Überschwingen*. Oft verläuft das Impulsdach nicht parallel zur Nullinie, sondern zeigt einen mehr oder weniger ausgeprägten Dachabfall, der auch als *Dachschräge* d_s bezeichnet werden kann. Ein *Rechteckimpuls* liegt vor, wenn Anstiegs- und Abfallzeit zusammen kleiner sind als 10% der Impulsdauer.




Bild 1
Verschiedene Impulsformen

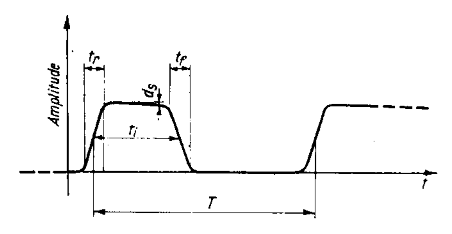


Bild 2 Definitionen am Puls

Eine periodische Folge von Impulsen wird als *Puls* bezeichnet. Der Kehrwert der Pulsperiodendauer ergibt die *Pulsfrequenz*. Da Pulsperiodendauer und Impulsdauer selbständige, voneinander unabhängige Größen sind, ergibt sich als Differenz eine weitere Zeit, die *Pause* zwischen 2 Impulsen. Das Verhältnis Impulslänge zu Periodendauer wird als *Tastverhältnis* bezeichnet. Dieses Verhältnis kann wesentlich kleiner als 1 werden. Dadurch ist es auch möglich, mehrere Pulse gleicher Pulsfrequenz ineinander zu schachteln und gleichzeitig zu übertragen. Dieses sogenannte *Zeitschachtelungsverfahren* (*Zeitmultiplex*) gestattet es, mehrere Informationen über einen Kanal zu übertragen.
Wenn die Impulslänge gleich der Pausenlänge t_i ist, spricht man von einer *Mäander-* oder *Rechteckwelle.*
Der Mathematiker *Fourier* wies nach, daß jede nicht sinusförmige, periodische Schwingung in eine sinusförmige Grundwelle und in sinusförmige Schwingungen mit ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz — bei unterschiedlichen Amplituden und Phasen — zerlegt werden kann. Für eine trapezförmige Schwingung (reale Rechteckwelle) ergibt sich z. B. folgende *Fourier*-Reihe:

$$f(\omega t) = \frac{8\,A}{\pi\,tr} \left(\frac{1}{1^2} \sin \left(\frac{t_r}{2} \right) \sin \omega t + \frac{1}{3^2} \sin \left(\frac{3}{2}\, tr \right) \sin 3\,\omega t \;\ldots \right). \qquad (1)$$

Wichtig ist, daß jeder Puls nicht nur die Pulsfrequenz, sondern

auch deren Oberwellen enthält. Dabei stellt die Anstiegszeit ein Maß für die Oberwellenhaltigkeit dar. Die höheren Oberwellen steiler Impulse sind beim Aufbau der Geräte zu berücksichtigen. Auswahl der Bauelemente und Aufbau der Schaltung müssen dann nach Gesichtspunkten der Hochfrequenztechnik erfolgen. Kurze Verbindungsleitungen sollen zusätzliche Induktivitäten und die Schaltkapazitäten geringhalten.
Werden alle Oberwellen gemessen oder berechnet und grafisch dargestellt, so erhält man das *Amplitudenspektrum* des Pulses. Dadurch läßt sich der Bedarf an Bandbreite grob abschätzen. Wollte man vom Amplitudenspektrum auf die ursprüngliche Kurve zurückrechnen, so müßte auch die Phasenlage der einzelnen Schwingungen berücksichtigt werden, die man als Phasenspektrum grafisch darstellen kann.

1.2. Impulsverformung durch Vierpole

Meist werden Impulse zur weiteren Verarbeitung mit Hilfe eines frequenzabhängigen Netzwerks (z. B. Verstärker) übertragen. Dabei kann es vorkommen, daß der Übertragungsbereich des entsprechenden Vierpols nicht alle Frequenzen des Pulses umfaßt. Das äußert sich in einer Veränderung der

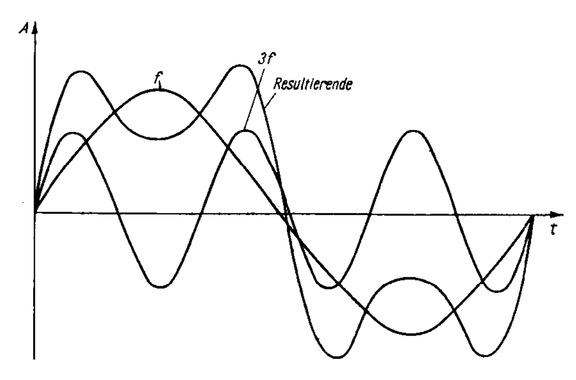


Bild 3 Darstellung des Impulses auf Grund- und Oberwellen

Kurvenform des Signals, was für die weitere Verarbeitung oder für die Auswertung von Bedeutung sein kann.
Alle frequenzabhängigen Netzwerke lassen sich grundsätzlich in 3 Gruppen unterteilen:

a) Tiefpaß

Beim Tiefpaß werden unterhalb einer bestimmten Grenzfrequenz bis zum Gleichstrom alle Frequenzen übertragen.

b) Hochpaß

Der Hochpaß läßt von einer bestimmten Grenzfrequenz an alle höheren Frequenzen passieren.

c) Bandpaß

Beim Bandpaß wird ein bestimmter Frequenzbereich übertragen.
Diesem Frequenzverhalten entsprechend erfolgt die Verformung oder die formgetreue Übertragung der Impulse. Im folgenden soll das Impulsverhalten der einzelnen Schaltungen näher untersucht werden.

1.2.1. Tiefpaß

Bild 4 zeigt 2 einfache Stromlaufpläne. Untersuchen wir zunächst das Frequenzverhalten des Stromlaufplans Bild 4a. Im eingeschwungenen Zustand erscheint eine am Eingang anliegende Gleichspannung in ihrer vollen Höhe am Widerstand R (Ausgang). Der Gleichstromwiderstand der Spule kann vernachlässigt werden. Liegt eine Wechselspannung am Eingang, so stellt auch die Spule einen Widerstand dar, die Bauele-

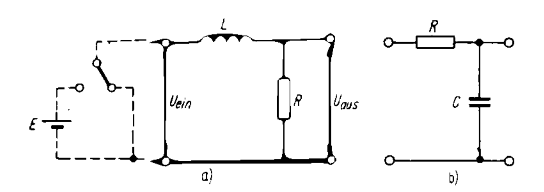


Bild 4 Tiefpaßschaltungen

mente bilden einen Spannungsteiler. Nur die über R abfallende Teilspannung erscheint am Ausgang. Die Spannungsteilung folgt der Gleichung

$$U_{aus} = \left| \frac{R}{R + j\omega L} \right| U_{ein} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2\pi f \frac{L}{R}\right)}} U_{ein} \cdot \quad (2)$$

Dieser Gleichung entnimmt man, daß mit steigender Frequenz die Ausgangsspannung geringer wird. Das bedeutet, Schaltungen dieser Art lassen tiefe Frequenzen passieren, während hohe Frequenzen stark gedämpft werden. Der Übergang wird durch die Grenzfrequenz charakterisiert, das ist die Frequenz, bei der

$$U_{aus} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{ein} \quad (3)$$

ergibt. Dabei gilt

$$2\pi f_{grenz} = \frac{R}{L} \cdot \quad (4)$$

Diese Gleichung zeigt die Abhängigkeit der Grenzfrequenz von L und R.

Es soll nun untersucht werden, wie sich die Schaltung verhält, wenn an ihren Eingang plötzlich eine Gleichspannung gelegt wird, z. B. die Anstiegsflanke eines steilen Rechteckimpulses. Eine Schaltung dazu ist in Bild 4a gestrichelt angedeutet. Wäre die Spule nicht vorhanden, so würde sofort durch den Widerstand ein Strom fließen. Dessen Größe wäre nur von der Spannung E abhängig

$$I = \frac{E}{R} \quad . \quad (5)$$

Die Spule bewirkt nun folgendes: Mit Beginn des Stromflusses wird in der Spule ein Magnetfeld aufgebaut. Entsprechend der *Lenz*schen Regel wird dabei eine Spannung induziert, die ihrer Ursache — der Spannung E — entgegengesetzt ist. Die Differenz beider Spannungen bestimmt den Strom und damit die

Spannung über R. Die induzierte Spannung ist nur so lange vorhanden, wie sich das Magnetfeld aufbaut, und nur während dieser Zeit wird auch der Strom beeinflußt. Er erreicht deshalb nach einer bestimmten Zeit seinen Endwert. Stellt man den Verlauf der Spannung am Widerstand R grafisch dar, so erhält man die in Bild 5 gezeigte Kurve. Sie wird *Übergangsfunktion* genannt. Diese Kurve läßt sich auch mit Hilfe der Integralrechnung ermitteln. Man erhält die Gleichung

$$U_{aus} = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\frac{L}{R}}}\right) \; ; \text{ mit } e = 2{,}7 \ldots \tag{6}$$

Es fällt auf, daß in dieser Gleichung der Ausdruck $\frac{L}{R}$ erscheint.

Setzt man die Dimensionen ein, so erhält man als Ergebnis eine Zeit. Sie wird als *Schaltzeit* τ bezeichnet. Das ist die Zeit, nach der die Tangente im Nullpunkt der Übergangsfunktion den Wert des maximalen Stromes schneidet. In Wirklichkeit erreicht der Strom zu dieser Zeit erst 63% seiner maximalen Amplitude (Bild 5).

Die volle Amplitude wird nach Gl. (6) theoretisch erst nach einer unendlich langen Zeit t erreicht. Für die Praxis genügt jedoch meist eine Zeit von etwa 4 bis 6 τ. Was geschieht nun, wenn die Spannung am Eingang wieder entsprechend Bild 4a abgeschaltet wird? Die Antwort ist einfach: Der gesamte Vorgang wiederholt sich, jedoch mit Richtung auf die Nullinie.

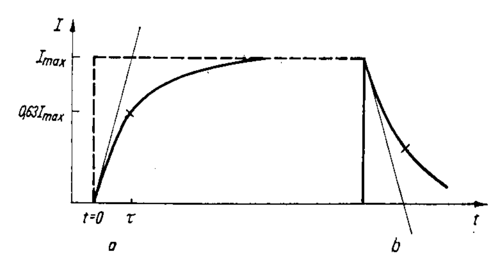


Bild 5 Impulsverformung am Tiefpaß

Entsprechend der *Lenz*schen Regel induziert das zusammenbrechende Magnetfeld in der Spule eine Spannung, die trotz abgeschalteter äußerer Spannungsquelle noch für kurze Zeit einen Strom fließen läßt. Die Spannung über R folgt nun der Gleichung

$$U_{aus} = E\, e^{-\frac{t}{\tau}}, \tag{7}$$

d. h., nach längerer Zeit t wird die Spannung 0 (Bild 5b). Aus Gl. (7) läßt sich aber noch ersehen, daß auch die Schaltzeit τ einen bestimmten Einfluß hat. Bei 2 unterschiedlichen Tiefpässen erreicht der zuerst die Nullinie, der die kürzere Schaltzeit hat. Jedoch geschieht das in beiden Fällen nach der Zeit $t = 4 \ldots 6\,\tau$. Um das Impulsverhalten unterschiedlicher Netzwerke vergleichen zu können, normiert man deshalb den Zeitmaßstab, indem Zeit durch Schaltzeit dividiert wird. Um auch auf der y-Achse eine normierte Größe zu haben, stellt man die Ausgangsspannung im Verhältnis zur Eingangsspannung dar.

Aus dem oben Gesagten lassen sich wichtige Schlüsse auf das Impulsverhalten ableiten. So sind z. B. folgende Fälle möglich:

a) Die Impulsdauer ist lang im Verhältnis zur Schaltzeit $t_i = 10\,\tau$ —
Die Amplitude erreicht nach $5\,\tau$ ihren Endwert. Stellt man Eingangs- und Ausgangsimpuls grafisch dar, so läßt sich feststellen, daß die Form nahezu erhalten blieb. Man spricht deshalb von formgetreuer Übertragung des Impulses. Bei

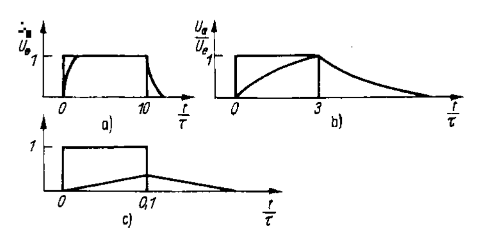


Bild 6 Normierte Darstellung der Impulsverformung am Tiefpaß

einer Rechteckwelle läßt das Schlüsse auf den Frequenzgang zu: Pulsfrequenz und Oberwellen müssen für eine formgetreue Übertragung des Impulses unterhalb der Grenzfrequenz des Tiefpasses liegen.

b) Der Eingangsimpuls wird schon nach etwa 3 τ wieder abgeschaltet —
In diesem Fall erreicht der Ausgangsimpuls nicht die endgültige Amplitude und ist fast dreieckig. Die Pulsfrequenz liegt in der Nähe der Grenzfrequenz des Netzwerks.

c) Wenn die Schaltzeit wesentlich größer ist als die Impulslänge $\left(\frac{ti}{\tau} \geqq 0,1\right)$, dann hat das Ausgangspotential am Ende des Eingangsimpulses erst einen Bruchteil seines endgültigen Wertes erreicht. Dafür erfolgt der Anstieg durch die Dehnung des Zeitmaßstabes fast linear. Man spricht deshalb von einer Integrationswirkung des Tiefpasses.

Das zum Stromlaufplan in Bild 4b Gesagte läßt sich sinngemäß auch auf den Stromlaufplan nach Bild 4a anwenden. Statt der Spule wirkt in diesem Fall der Kondensator als Energiespeicher. Die Schaltzeit τ ergibt sich zu

$$\tau = CR\,. \qquad (8)$$

Anwendung

Beim Tiefpaß wird besonders oft die Integrationswirkung ausgenutzt. Da die am Ausgang auftretende Amplitude bei kurzen Impulsen von der Impulslänge linear abhängig ist, kann man auf einfache Weise Impulse mit unterschiedlicher Länge trennen. Beim Fernsehen werden dadurch z. B. die Zeilen- von den Bildimpulsen getrennt. Die längeren Bildimpulse rufen am Ausgang eines Integrierglieds eine höhere Spannung hervor als die kürzeren Zeilenimpulse. Ist ein bestimmter Spannungswert überschritten, so wird der Bildgenerator angesteuert.

Bei digitalen Voltmetern nutzt man oft die Integrationswirkung zur Spannungsmessung aus. Dabei wird die Zeit gemessen, die vergeht, bis am Ausgang des Tiefpasses eine bestimmte Spannung erreicht ist. Umgekehrt lassen sich auch Zeiten messen, indem man die Spannung am Ausgang anzeigt.

Beispiel
Ein RC-Tiefpaß (Bild 4b) soll eine 100-kHz-Mäanderwelle formgetreu übertragen ($R = 1\,k\Omega$, $C = 470\,pF$). Wie groß darf die Schaltkapazität werden?

$$t_i = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{10^5 s^{-1}} = 0{,}5 \cdot 10^{-5}\,s = 5\,\mu s;$$

$$\tau = C \cdot R = \frac{ti}{10}; \; C_{max} = \frac{ti}{10R} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^3\,\Omega} = 500\,pF.$$

Die Schaltkapazität darf $C_{max} - C = 30\,pF$ betragen.

1.2.2. Hochpaß

Bild 7 zeigt einfache Stromlaufpläne. Zunächst soll der Frequenzgang der Schaltung untersucht werden.
Die Gleichspannung, die am Eingang liegt, erscheint nicht am Ausgang. Im Stromlaufplan nach Bild 7a stellt der Kondensator für Gleichspannung einen unendlichen Widerstand dar, im Stromlaufplan entsprechend Bild 7b bildet die Spule für Gleichspannung einen Kurzschluß. Liegt eine Wechselspannung an, so hat der Kondensator einen endlichen Widerstand; sein Wert wird mit steigender Frequenz geringer.
Die Spannungsteilung folgt der Gleichung

$$U_{aus} = \left| \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega c}} \right| U_{ein} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2}} U_{ein} \,,$$

mit $\tau = C\,R$. (9)

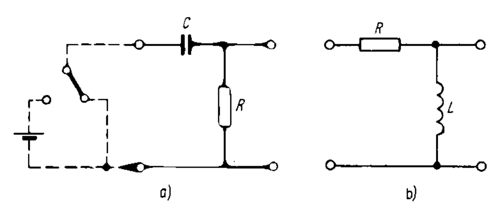


Bild 7 Hochpaßschaltungen

Das heißt, hohe Frequenzen werden fast ohne Dämpfung durchgelassen, tiefe dagegen gesperrt. Der Übergang wird wieder durch die Grenzfrequenz charakterisiert

$$2\pi f_{grenz} = \frac{1}{C \cdot R}. \tag{10}$$

Nun soll das Impulsverhalten der Schaltung untersucht werden. Dazu dient wieder die in Bild 7a gestrichelt eingezeichnete Anordnung. Der Schalter S wird betätigt. Da der Kondensator entladen ist, lädt er sich auf die Spannung U auf. Der Ladestrom wird dabei anfangs nur vom Widerstand R bestimmt, d. h., der Kondensator stellt in diesem Moment scheinbar einen Kurzschluß dar. Die Ausgangsspannung über dem Widerstand R ist dabei gleich der Eingangsspannung U. Wenn sich der Kondensator weiter auflädt, bildet dieser eine Spannungsquelle, die der angelegten Spannung in der Polarität entgegengesetzt ist. Der Ladestrom durch R und damit die Ausgangsspannung werden durch die Differenz beider Spannungen bestimmt. Mit zunehmender Aufladung des Kondensators nimmt diese Differenz und damit die Ausgangsspannung ab. Ist der Kondensator auf U geladen, so fließt kein Strom mehr. Ladevorgang und Ausgangsspannung ergeben sich aus der Gleichung

$$U_{aus} = E\, e^{-\frac{t}{\tau}}. \tag{11}$$

Bild 8 stellt diese Verhältnisse grafisch dar. Beide Achsen haben dabei einen normierten Maßstab (siehe Tiefpaß). Wird der Schalter S erneut betätigt und somit der Eingang kurzgeschlossen, dann entlädt sich der Kondensator wieder. Dabei fließt der Strom über R in der umgekehrten Richtung wieder ab. Auch die Ausgangsspannung hat deshalb die entgegengesetzte Polarität (Bild 8b). Der Anstieg nach dem Spannungssprung in Richtung der Nullinie erfolgt wieder nach Gl. (11). Beim Impulsverhalten im weiteren Sinne sind nachstehende Fälle möglich:

a) Die Impulslänge ist kurz im Vergleich zur Schaltzeit ($t_i \leqq 0{,}1\,\tau$) — Am Ende des Impulses ist dann der Kondensator

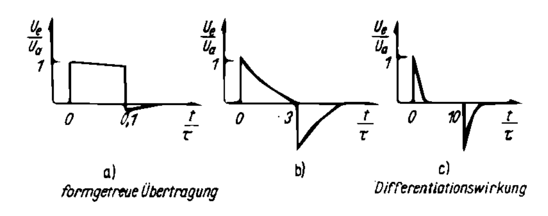


Bild 8 Normierte Darstellung der Impulsverformung am Hochpaß

erst sehr wenig aufgeladen, d. h., es fließt auch dann noch ein Ladestrom, dessen Größe fast nur durch R bestimmt wird. Die Spannung an R ist auch am Ende des Impulses noch fast gleich der Eingangsspannung. Nach dem Ende des Impulses fließt nur eine geringe Ladung in entgegengesetzter Richtung wieder ab. Der Impuls wird formgetreu übertragen. Bei einem Puls liegen Pulsfrequenz und Oberwellen weit oberhalb der Grenzfrequenz des Hochpasses.

b) $t_i = 3\,\tau$ — Am Ende des Impulses ist die Ausgangsspannung auf weniger als 5% der Eingangsspannung gesunken. Die Impulsform ist fast dreieckig. Bei einem Puls läge die Pulsfrequenz etwa in der Nähe der Grenzfrequenz des Hochpasses.

c) Die Impulslänge ist wesentlich größer als die Schaltzeit $t_i \geqq 10\,\tau$ — In diesem Fall hat sich der Kondensator nach etwa $5\,\tau$ aufgeladen. Stellt man Eingangs- und Ausgangsspannung im gleichen Maßstab über mehrere Perioden dar, so läßt sich mit Anstieg und Abfall der Rechteckwelle eine nadelförmige Ausgangsspannung erkennen. Eine Ausgangsspannung liegt nur dann an, wenn die Eingangsspannung Anstieg oder Abfall aufweist. Das ist eine Differentiation der Eingangsspannung. (Beim Differenzieren in der Mathematik wird der Anstieg einer Kurve bestimmt.)
Die Pulsfrequenz liegt dann unter der Grenzfrequenz des Hochpasses.

Anwendung

Die Kopplungsglieder in RC-Verstärkern sind im allgemeinen als Hochpaß ausgebildet. In Impulsverstärkern müssen sie so

ausgebildet werden, daß sie die Impulse formgetreu übertragen. Zur Steuerung von Impulsgeneratoren werden oft Nadelimpulse verwendet, hier dient der Hochpaß zur Formung dieser kurzen Impulse aus Rechteckimpulsen.

Beispiel

Die Auskopplung der Impulse aus einem Generator soll formgetreu erfolgen. $R_g = R_L = 1\,k\Omega$. Wie groß muß der Koppelkondensator mindestens sein, wenn die niedrigste Pulsfrequenz (Mäanderwelle) 10 kHz beträgt?

$$\tau = CR;\; t_i = 50\,\mu s;\; C = \frac{10\,t_i}{2\,R} = \frac{10 \cdot 50 \cdot 10^{-6}\,s}{500\;\Omega}$$

$= 0{,}25\,\mu F$.

1.2.3. Bandpaß und kompliziertere Netzwerke

Bild 9a zeigt die Kopplung zweier Stufen eines Gleichspannungsverstärkers. C2 stellt die Eingangskapazität des Tran-

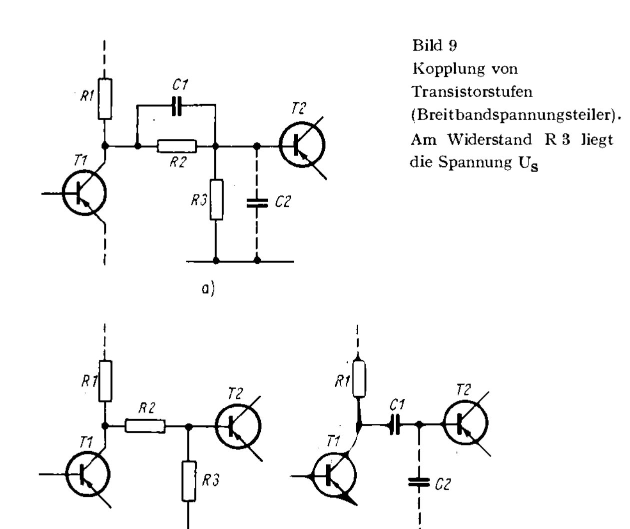


Bild 9
Kopplung von Transistorstufen (Breitbandspannungsteiler). Am Widerstand R 3 liegt die Spannung U_S

sistors T2, C1 eine Koppelkapazität dar. Diese Schaltung wird auch oft in ähnlicher Form als Spannungsteiler vor breitbandigen Meßgeräten (Oszillografen) verwendet.
Damit man das Impulsverhalten abschätzen kann, soll wieder das Frequenzverhalten untersucht werden. Wäre nur eine der 2 Kapazitäten vorhanden, so handelte es sich entweder um einen Hochpaß (nur C1) oder um einen Tiefpaß (nur C2). In diesem Fall kann man aber auf einen Blick nicht sagen, welches Frequenzverhalten vorliegt. Deshalb werden zur Vereinfachung zunächst die Extremfälle untersucht.

a) Gleichspannung (f = 0) — Strebt die Frequenz gegen 0, so kann man die Wechselstromwiderstände der Kondensatoren gegenüber den reellen Widerständen vernachlässigen. Die Ausgangsspannung U2 wird nur durch R1 und R2 bestimmt. Für die Schaltung nach Bild 9a zeigt Bild 9b die Ersatzschaltung für $f \to 0$ (Bild 9b). Die Spannungsteilung folgt der Gleichung

$$U2 = U1 \frac{R2}{R1 + R2} \,. \tag{12}$$

b) Sehr hohe Frequenz — Die Ersatzschaltung für hohe Frequenzen zeigt Bild 9c.
Jetzt ist der wirksame Widerstand der Kondensatoren wesentlich kleiner als der der Widerstände R1 und R2. Die Größe der Ausgangsspannung wird ausschließlich von den Kondensatoren bestimmt

$$U2 = U1 \frac{C1}{C1 + C2} \,. \tag{13}$$

Eine gute Impulsübertragung ist gewährleistet, wenn sowohl hohe als auch tiefe Frequenzen gleichmäßig übertragen werden. Deshalb soll man die Spannungsteilung beim obigen Beispiel für hohe und tiefe Frequenzen gleich gut auslegen. Das erreicht man, wenn die Bedingung

$$U2 = U1 \frac{R2}{R1 + R2} = U1 \frac{C1}{C1 + C2} \; (\tau_1 = \tau_2) \tag{14}$$

erfüllt ist. Nur dann ergibt sich auch eine formgetreue

Impulsübertragung. Die Widerstände der Schaltung sind oft durch den Arbeitspunkt des Transistors oder eine bestimmte gewünschte Spannungsteilung gegeben. Auch die Eingangskapazität liegt meist fest, deshalb kann nur der Koppelkondensator C1 berechnet werden. Man legt ihn so aus, daß Gl. (14) erfüllt ist; dadurch wird der schädliche Einfluß der Eingangskapazität bei höheren Frequenzen kompensiert. Da C2 mit natürlichen Toleranzen behaftet ist, muß man den genauen Wert für C1 meist durch Abgleichen einstellen.

Wird C1 zu groß, so werden die hohen Frequenzen besser übertragen als die niedrigen. Anliegende Impulse verformen sich entsprechend Bild 10a. Bild 10b und Bild 10c zeigen die Formen der Ausgangsimpulse bei den anderen beiden Fällen.

Die Methode der Aufteilung in Ersatzschaltbilder für hohe und tiefe Frequenzen kann auch bei anderen komplizierten Netzwerken vorteilhaft angewendet werden. Dadurch ist es möglich, konkrete Aussagen schnell und doch mit ausreichender Genauigkeit über das Frequenz- und Impulsverhalten von Vierpolen zu geben.

Zum Abschluß dieses Abschnittes soll noch kurz der Einfluß von Resonanzüberhöhungen im Signalweg auf die Impulsform behandelt werden. Hat ein breitbandiger Übertragungsweg Resonanzen bei bestimmten Frequenzen, so können diese bestimmte Oberwellen anheben. Dabei wird die Kurvenform der Impulse verändert. Meist zeigt sich ein leichtes Überschwingen des Impulsdaches. Durch schmalbandige Filter ist es möglich, die Grundwelle oder auch einzelne Oberwellen aus dem Puls zu gewinnen.

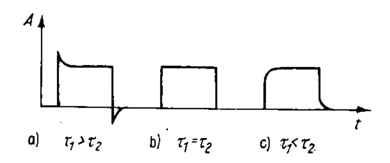


Bild 10
Impulsverformung am Breitbandspannungsteiler

Beispiel
Der Breitbandverstärker eines Oszillografen hat einen Eingangswiderstand von 100 kΩ, parallel dazu liegt eine Eingangskapazität von 12 pF. Die Empfindlichkeit beträgt 100 mV/cm. Durch einen Vorwiderstand soll die Empfindlichkeit auf 0,5 V/cm verringert werden. Wie groß muß der Kondensator sein, mit dem der Vorwiderstand zur Linearisierung des Frequenzgangs zu überbrücken ist?

$$R_v = 4\,R_e = 400\ \text{k}\Omega;\ C_v = \frac{\tau^2}{R_v} =$$

$$\frac{100 \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 10^{-12}}{400 \cdot 10^3} = 4\ \text{pF}.$$

1.3. Impulserzeuger

1.3.1. Begrenzer

In einfacher Weise lassen sich Rechteckwellen aus Sinusschwingungen gewinnen. Dazu erfolgt die Übertragung der Amplituden nur bis zu einer bestimmten Größe, die „Spitzen" werden abgeschnitten. Das Ergebnis ist eine Rechteckschwingung am Ausgang.

1.3.1.1. Diodenbegrenzer

Dieses Abschneiden der Spitzen einer Sinusspannung kann z. B. dadurch erfolgen, daß bei einem bestimmten Wert der Spannung ein Widerstand eines Spannungsteilers verändert wird. Die elektrischen Vorgänge laufen aber meist so schnell ab, daß das auf mechanischem Wege nicht möglich ist. Man verwendet deshalb einen Widerstand, der seinen Wert mit der Spannung elektronisch verändert. Solche Widerstände werden als nichtlinear bezeichnet. Dazu zählen u. a. Varistoren und Dioden. Für die beschriebene Aufgabe wäre ein Bauelement mit scharf geknickter Kennlinie ideal. Deshalb werden oft Halb-

leiterdioden zur Begrenzung eingesetzt. Bild 11 zeigt 3 einfache Stromlaufpläne.
In der Schaltung nach Bild 11a wird der bei einer Z-Diode im Sperrbereich liegende Knick ausgenutzt. Befindet sich an E die positive Halbwelle einer Sinusspannung, so ist die Diode gesperrt, und ihr Innenwiderstand hat einen wesentlich größeren Wert als R. Die Spannung am Ausgang steigt zunächst mit der Eingangsspannung an. Ist die Durchbruchspannung erreicht, so wird die Diode leitend, ihr Widerstand verringert sich, und der fließende Strom ruft über R eine Teilspannung hervor. Es erfolgt eine Begrenzung der Ausgangsspannung auf die Z-Spannung.
Liegt am Eingang die negative Phase, so wird die Diode in Durchlaßrichtung betrieben. Am Ausgang liegt dann nur die geringe Schleusenspannung der Diode.
Bei genügend großer Eingangsspannung beliebiger Form ist die Ausgangsspannung stets ein positiver Rechteckimpuls.
Die Schaltung nach Bild 11b arbeitet ähnlich. In diesem Fall

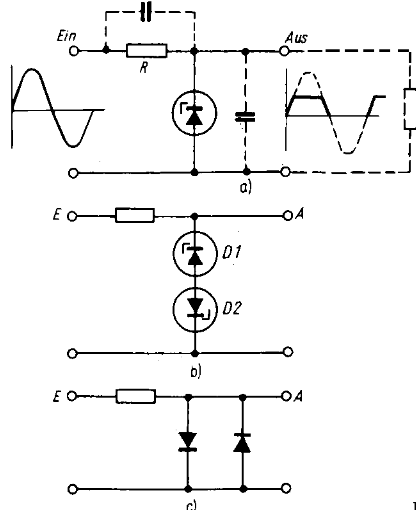


Bild 11 Diodenbegrenzer

findet eine doppelseitige Begrenzung der Eingangsspannung statt. Liegt eine positive Spannung an, so ist D2 leitend, und D1 begrenzt die Ausgangsspannung auf ihre Z-Spannung, z. B. 6 V. Die negative Halbwelle öffnet D1, die Ausgangsspannung wird auf die Z-Spannung der Diode D2, z. B. 8 V oder ebenfalls 6 V begrenzt.
In der Schaltung entsprechend Bild 11c nutzt man den Kennlinienknick beim Übergang vom gesperrten Zustand in den leitenden aus. Die Ausgangsspannung wird deshalb von den Schleusenspannungen der Dioden bestimmt; sie ist also klein. Diese Schaltung verwendet man oft zum Schutz gegen Spannungsspitzen.
Auf Grund der parasitären Kapazitäten der Dioden und auch des Schaltungsaufbaus (in Bild 11 gestrichelt eingezeichnet) arbeiten die beschriebenen Begrenzer nur bis zu einer bestimmten oberen Frequenz einwandfrei.
Die Schaltungen nach Bild 11a und b begrenzen noch bei einigen Megahertz, die Schaltung entsprechend Bild 11c arbeitet noch bei einigen hundert Megahertz zufriedenstellend.

1.3.1.2. Übersteuerter Verstärker

Eine andere Möglichkeit zur Erzeugung von Rechteckschwingungen durch Begrenzung von Sinusschwingungen ergibt sich durch Übersteuerung eines Verstärkers. Wohl jeder Amateur, der einen Oszillografen besitzt, hat mit diesem schon einmal die Arbeitsweise eines Verstärkers überprüft.
Gibt man ein kleines Signal auf den Eingang, so ist es am Ausgang noch sinusförmig. Wenn man die Amplitude des Eingangssignals stetig erhöht, wird die Ausgangsspannung je nach Arbeitspunkt verformt (Bild 12).
Die Sättigungsspannung beim leitenden Transistor (Punkt Ap 4) und die Betriebsspannung (Punkt Ap 5) bestimmen die Aussteuerung der Arbeitsgeraden. Liegt der Arbeitspunkt (Ap) bei Ap 1 oder Ap 3, so wird zunächst die Aussteuerung in der einen Richtung verhindert. Während z. B. bei Ap 1 der negative Teil der Ausgangsspannung noch sinusförmig ist, sind auf

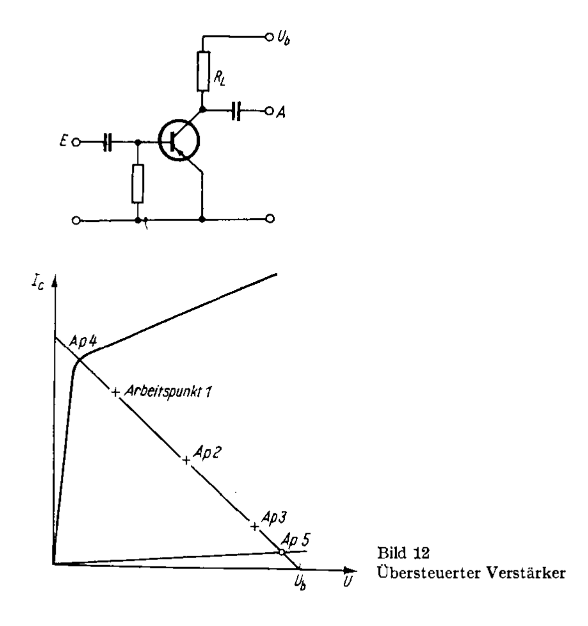


Bild 12
Übersteuerter Verstärker

der positiven Seite schon die Spitzen abgeplattet. Wird die Aussteuerung immer weiter vergrößert, so begrenzt der Verstärker schließlich auch auf der anderen Seite. Beim Arbeitspunkt Ap 2 erfolgt die Begrenzung in beiden Richtungen gleichzeitig, für NF-Verstärker ist das bezüglich der Aussteuerung der günstigste Arbeitspunkt.

Da eine Verformung der Ausgangsspannung nur bei zu großer Aussteuerung auftritt, spricht man von Übersteuerung des Verstärkers. Ist die Übersteuerung groß genug, so erhält man am Ausgang des Verstärkers aus der Sinusspannung eine Mäanderwelle.

Der übersteuerte Verstärker bietet gegenüber dem Diodenbegrenzer wesentliche Vorteile, da er neben der Impulserzeugung auch gleichzeitig noch verstärkt. Die Steuerspannung kann deshalb viel geringer sein als die erforderliche Impulsausgangsspannung. Bei gleicher Steuerspannung ist die Flan-

kensteilheit besser als beim Diodenbegrenzer. Außerdem können einem Verstärker auch größere Ausgangsleistungen entnommen werden als der Schaltung mit Diodenbegrenzung. Diesen Vorteilen steht der etwas größere Aufwand gegenüber.

1.3.2. Transistorschaltstufe

In der Schaltung nach Bild 12 arbeitet der Transistor entweder im Arbeitspunkt Ap 4 oder im Arbeitspunkt Ap 5. Bei Ap 4 ist der Transistor leitend, bei Ap 5 gesperrt. Der Wechsel von einem Arbeitspunkt zum anderen geschieht sehr schnell, die Umschaltzeit ist wesentlich kürzer als eine Periode der Steuerwechselspannung. Diese Arbeitsweise des Transistors oder der Röhre wird als Schalterbetrieb bezeichnet. Berechnung oder empirische Einstellung des Arbeitspunkts müssen von diesen Voraussetzungen ausgehen. Dabei besteht nicht immer eine galvanische Trennung zwischen den einzelnen Stufen.
Der Arbeitspunkt in Ruhe (ohne Eingangssignal) muß auch nicht in der Mitte zwischen den Punkten Ap 4 und Ap 5 liegen wie beim vorherigen Beispiel. Im Gegenteil, viel gebräuchlicher sind Einstellungen, bei denen der Arbeitspunkt im Sättigungs- oder Sperrgebiet liegt.
Da in fast allen Impulsschaltungen die Transistoren im Schalterbetrieb arbeiten, soll dieser im folgenden kurz näher erläutert werden. Auf genaue Einzelheiten des dynamischen Verhaltens und auf eine Gegenüberstellung der einzelnen Transistortypen wird dabei verzichtet. Der Leser, der sich näher mit diesen Problemen beschäftigen möchte, sei auf die umfangreiche Literatur zu diesem Thema verwiesen.
Zunächst sollen die an den Transistor zu stellenden Anforderungen genannt werden. Die Geschwindigkeit der im Transistor ablaufenden Vorgänge wird überwiegend von der Grenzfrequenz bestimmt. Sie soll möglichst hoch sein. Das statische Verhalten ist durch den Kollektorreststrom bei offener Basis (Transistor gesperrt) und durch die Kollektorsättigungsspannung bei leitendem Transistor gegeben. Beide sollen möglichst klein sein. Für die beschriebenen Zwecke genügen fast immer

die als „verwertbarer Ausschuß" bezeichneten Typen (Basteltransistoren). In Ausnahmefällen, besonders für höhere Schaltgeschwindigkeiten, sind Silizium-Epitaxial-Planar-Transistoren erforderlich. An dieser Stelle sei nochmals darauf hingewiesen, daß pnp-Transistoren (meist Germaniumtransistoren, z. B. *GS 109*) in der gleichen Schaltung benutzt werden können wie npn-Transistoren (meist Siliziumtransistoren, z. B. *SF 127*, *SF 136*, *SS 218*), wenn die Polarität der Versorgungsspannung gewechselt wird. Selbstverständlich müssen dann auch alle anderen gepolten Bauelemente, wie Dioden und Elektrolytkondensatoren, umgepolt werden. Voraussetzung ist natürlich, daß nicht gerade Eigenschaften ausgenutzt werden sollen, die nur Siliziumtransistoren haben (z. B. geringe Restströme).

Zur Untersuchung des Schaltverhaltens soll an die Basis des Transistors ein idealer Rechteckimpuls gelegt werden, der den Transistor vom gesperrten in den leitenden Zustand schaltet und umgekehrt (Bild 13).

Der Verlauf des Kollektorstroms zeigt, daß sich der Transistor ähnlich wie ein Tiefpaß verhält. Die Anstiegszeit bestimmt die maximale Arbeitsgeschwindigkeit. Sie ist nicht nur vom Transistor, sondern auch von der äußeren Beschaltung abhängig

$$t_r = \frac{1 + B}{\omega l} (1 + \omega_1 C_{CS} R_2) \ln \left(\frac{m - 0{,}1}{m - 0{,}9} \right) . \qquad (15)$$

Da m oft ebenfalls eine Funktion der Zeit ist, wäre eine Berechnung umständlich; die Messung führt in diesem Fall

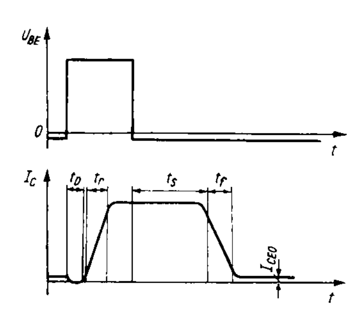


Bild 13
Impulsverhalten des Transistors

schneller zum Ziel. Die Gleichung zeigt jedoch die Einflußgrößen. Für kurze Schaltzeiten sollen f_T und m groß sein, C_{cs} und R_L dagegen klein. R1 und m werden mit der äußeren Beschaltung festgelegt. Leider kann R1 nicht beliebig verkleinert werden, weil sonst der Kollektorstrom unzulässig groß würde. Außerdem fällt mit ihm die Verstärkung.
Auffällig ist die Speicherzeit t_s, sie tritt nur auf, wenn der Transistor übersteuert wurde. Man muß den Transistor deshalb so ansteuern, daß nur beim Einschalten eine Übersteuerung auftritt. Darum verwendet man zur Ankopplung einen Kondensator. Dieser stellt beim Einschalten einen Kurzschluß dar und lädt sich dann auf. Ein parallelgeschalteter Widerstand sichert die volle Aussteuerung, wenn der Kondensator geladen ist. Durch diese Kombination wird am Anfang des Impulses übersteuert, während bis zum Ausschalten nur noch Vollaussteuerung erfolgt. Durch das große m zu Anfang verkürzt sich die Anstiegszeit, ohne daß eine Speicherzeit auftritt (Ladungssteuerung). Beim Ausschalten geschieht sinngemäß das gleiche; durch den Kondensator tritt ein Ausschaltfaktor auf, der die Ausschaltzeit verkürzt. Bild 9 zeigt die Ansteuerung eines Transistors durch einen vorhergehenden. Die Spannung U_S wird entweder dem Netzteil entnommen oder mit einem überbrückten Emitterwiderstand erzeugt. Bei geringeren Ansprüchen an die Betriebssicherheit oder kleinen Toleranzen der Bauelemente kann auch U_S gleich 0 V zugelassen werden.
Ist T1 gesperrt, so liegt fast die volle Betriebsspannung an R2, da R1 einen relativ kleinen Wert hat. An den Widerständen R2 und R3 muß sich die Spannung so teilen, daß die Basis-Emitter-Strecke negatives Potential erhält. Dann ist Transistor T2 leitend. Wird T1 leitend, so liegt an R2 nur die geringe Sättigungsspannung dieses Transistors. Über R2 und R3 teilt sich die Spannung U_S so, daß die Basis von T2 schwach positiv wird, T2 ist gesperrt. Der Kondensator C1 dient zur Verkürzung der Umschaltzeit; bei geringen Anforderungen an die Umschaltgeschwindigkeit kann er entfallen. Wenn die Transistorendaten bekannt sind, lassen sich die Widerstandswerte errechnen. Dabei genügen für Amateurzwecke schon Näherungsgleichungen, denn Impulsschaltungen sind auf Grund der

nur möglichen 2 Arbeitsstellungen sehr betriebssicher. Toleranzen der Widerstände oder Streuungen der Kenndaten wirken sich weniger aus.

Wenn beim Betrieb einer Schaltung nahe an den Grenzdaten der Transistoren gearbeitet wird, ist selbstverständlich eine genaue Berechnung nötig. Anleitung dazu findet man in [2], [3], [4]. Im Interesse einer schnellen Schaltfolge sollen die Kollektorwiderstände oft möglichst klein sein. Ihre minimale Größe wird durch den maximal zulässigen Kollektorstrom, die Betriebsspannung und (selten) durch die nötige Verstärkung bestimmt

$$R1 = \frac{U_b}{I_{Cmax}} \,. \tag{16}$$

Man kann selbstverständlich auch für den leitenden Zustand einen kleineren Kollektorstrom festlegen. Dieser muß jedoch in jedem Fall groß gegenüber dem Reststrom sein. Der Querstrom durch den Spannungsteiler R2 + R3 wird etwa 3- bis 4mal größer gewählt als der zur Sättigung nötige Basisstrom. Er ist durch Kollektorstrom und Stromverstärkung gegeben

$$I_q = 3 \ldots 5 \; \frac{I_{CX}}{B} \,. \tag{17}$$

Dann bestimmt man R3

$$R3 = \frac{U_{BEsat} + U_S}{I_q} \,. \tag{18}$$

U_{BEsat} ist dabei die zur Sättigung nötige Basis-Emitter-Spannung. Sie läßt sich aus dem Kennlinienfeld oder für einen angegebenen Arbeitspunkt aus dem Kenndatenblatt ersehen. Die Basis-Emitter-Spannung kann man auch an einem vorhandenen Transistor messen, oder sie wird als Erfahrungswert durch Vergleich mit ähnlichen Typen festgelegt.

Ist R3 berechnet, so kann jetzt leicht R2 bestimmt werden

$$R2 = \frac{U_b + U_s}{I_q} - R1 - R3 \,. \tag{19}$$

Beispiel

Gegeben sind Transistoren *GC 116* mit folgenden Daten:

$I_{CEO} = 600\,\mu A$; $U_{CEsat} = 0{,}6$ V; $I_{Cmax} = 150$ mA; $B = 50$; $U_b = -9$ V; $U_s = +1{,}5$ V; $I_{CX} = 10$ mA.

$$R1 = \frac{U_b}{I_{CX}} = 900\,\Omega;\quad I_q \equiv \frac{5\,I_{CX}}{B} = 1\text{ mA};$$

$$R3 = \frac{U_{BEsat} + U_s}{I_q} = \frac{1{,}675\text{ V}}{1\text{ mA}} \approx 1{,}6\text{ k}\Omega\,.$$

R 3 läßt sich auch durch Einsetzen von Gl. (17) in Gl. (18) bestimmen. Dann ist nur eine Rechnung mit Zahlen erforderlich.

$$R2 = \frac{U_b + U_s}{I_q} - R1 - R3 = \frac{10{,}5\text{ V}}{1\text{ mA}} - 0{,}9\text{ k}\Omega$$

$$- 1{,}6\text{ k}\Omega;$$

$$R2 = 7{,}5\text{ k}\Omega\,.$$

1.3.3. Astabiler Multivibrator (AMV)

Es sollen nun 2 Schaltstufen nach Bild 12 hintereinandergeschaltet werden, wobei der Eingang der 1. Stufe mit dem Ausgang der 2. Stufe verbunden wird. Der Arbeitspunkt liegt im oberen Teil oder in der Mitte der Arbeitsgeraden. Bild 14 zeigt die häufig verwendete Schaltung (etwas verändert).
Man erkennt, daß es sich um einen rückgekoppelten Verstärker handelt. Rauschen oder sonstige Störungen, die am Kollektor von T1 auftreten, werden über C1 der Basis des Transistors T2 zugeführt. T2 verstärkt sie, und über C2 gelangen sie wieder an die Basis von T1. Ist die Verstärkung der Schleife > 1, so führt dieser Kreislauf dazu, daß beide Transistoren bald voll ausgesteuert sind, d. h. im Schaltbetrieb arbeiten. An den Kollektoren der Transistoren treten dann begrenzte, also impulsförmige Schwingungen auf. Dabei stellt sich eine Frequenz ein, die durch die Größe der Bauelemente bestimmt wird. Angenommen, T1 sei gerade leitend, dann sperrt T2. Der

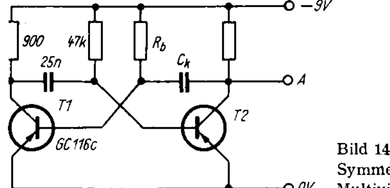


Bild 14
Symmetrischer astabiler Multivibrator

Koppelkondensator an der Basis von T1 war auf die Betriebsspannung aufgeladen und muß sich jetzt über den Basisvorwiderstand von T2 entladen. Dieser Transistor bleibt deshalb so lange gesperrt, bis sich der Koppelkondensator weit genug entladen hat (etwa bei 0,7 τ, wobei $\tau = R \cdot C$ ist).
Gleichzeitig wird der 2. Koppelkondensator über den Kollektorwiderstand von T2 und die leitende Basis-Emitter-Strecke des Transistors T1 auf die Betriebsspannung aufgeladen. Da die Zeitkonstante dieses RC-Glieds wesentlich kleiner ist, geht das schneller vor sich als die Entladung.
Ist der Koppelkondensator an der Basis von T2 weit genug entladen, so wird T2 leitend. Der Vorgang wiederholt sich, wobei T2 leitet und T1 durch die Entladung des 2. Koppelkondensators über den Basisvorwiderstand gesperrt bleibt. Dieses RC-Glied bestimmt nach $t = 0,7\, R \cdot C$ die Länge der anderen Phase der Schwingung. Die Frequenz wird durch die Summe errechnet;

$$f = \frac{1}{0,7\,(\tau 1 + \tau 2)} . \tag{20}$$

Wird der Multivibrator symmetrisch aufgebaut, so ergibt sich

$$f = \frac{1}{1,4\,\tau} . \tag{21}$$

Am Ausgang erscheint dann eine Mäanderwelle. Ein anderes Tastverhältnis kann durch unterschiedliche RC-Glieder eingestellt werden, wobei man allgemein den Wert des Kondensators variiert, da der Widerstand durch die Stromverstärkung des Transistors festgelegt ist. Die Koppelkapazitäten bestim-

men auch hauptsächlich den möglichen Frequenzbereich. Sie dürfen nicht so groß sein, daß sich ihre Verlustwiderstände auswirken, sie müssen aber wesentlich größer sein als die mögliche Schaltkapazität.
Zusammenfassend läßt sich feststellen: Wird ein 2stufiger Verstärker stark rückgekoppelt, so treten durch Übersteuerung am Ausgang Rechteckschwingungen auf. Eine solche Anordnung bezeichnet man als *astabiler Multivibrator.* Die Bezeichnung *astabil* deutet darauf hin, daß die Schaltung frei schwingt. Die Rückkopplung muß dabei nicht immer in der in Bild 14 gezeigten symmetrischen Schaltung erfolgen. Bild 15 gibt den Stromlaufplan eines *unsymmetrischen Multivibrators* wieder. Bei dieser Schaltung arbeitet T1 für die Schwingungserzeugung in Basisschaltung. Eine Kopplung erfolgt über den gemeinsamen Emitterwiderstand, die zweite Kopplung wird über C vorgenommen. Die Zeitkonstante CR4 bestimmt die Zeit, in der T2 gesperrt ist. Der Kondensator entlädt sich dann. Ist er so weit entladen, daß T2 leitend wird, so steigt am gemeinsamen Emitterwiderstand die Spannung, und T1 sperrt. Der Kondensator wurde dadurch umgeschaltet. Er wird jetzt über die Widerstände R3 und R6 sowie über die leitende Basis-Emitter-Strecke von T2 auf die Betriebsspannung aufgeladen. Die Schaltzeit bestimmt die zweite Phase der Schwingung. Da der Basiswiderstand wesentlich größer ist als Kollektor- und Emitterwiderstände, haben die Ausgangsimpulse ein kleines Tastverhältnis. Hat man die Basis von T1 nicht niederohmig

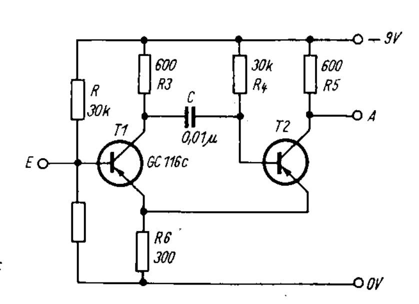


Bild 15
Unsymmetrischer astabiler Multivibrator; R = R1

abgeschlossen bzw. wird der Widerstand Rl an Masse gelegt, so kann diese Schaltung auch als monostabiler Multivibrator benutzt werden.
Ein besonderer Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß sie sich gut synchronisieren läßt. Die Synchronisierimpulse werden der Basis des Transistors Tl zugeführt.

Bild 16 zeigt einen weiteren Stromlaufplan. Bei dieser Schaltung liegen die beiden Transistoren gleichstrommäßig in Reihe; man bezeichnet sie deshalb als *seriengeschalteten astabilen Multivibrator*. Bei diesem Multivibrator arbeiten beide Transistoren in Basisschaltung. Die Anstiegszeiten sind deshalb bei gleichen Transistoren besser als beim symmetrischen Multivibrator. Aus diesem Grund können auch leicht höhere Pulsfrequenzen erzeugt werden. Mit der in Bild 16 angegebenen Dimensionierung wurde ein Frequenzbereich von 1 bis 20 MHz überstrichen. Allerdings war im oberen Teil des Bereichs die Kurvenform nicht mehr exakt (laut Definition) rechteckig.

Bild 17 zeigt einen Stromlaufplan mit komplementären Transistoren. Diese Schaltung hat den Vorteil, daß beide Transistoren gleichzeitig entweder leitend oder gesperrt sind.

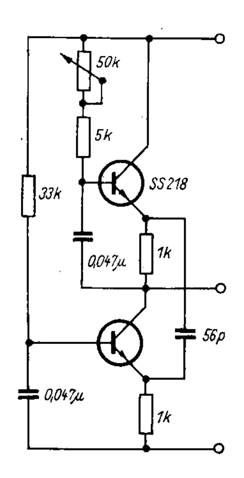
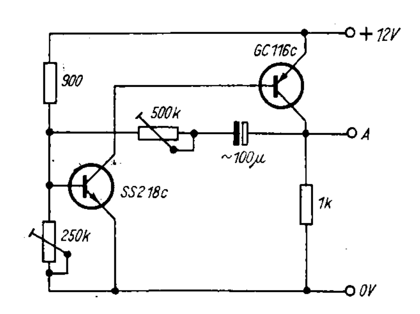


Bild 16
Seriengeschalteter astabiler Multivibrator

Bild 17
Astabiler Multivibrator mit komplementären Transistoren. Der Widerstand 900 hat 900 kΩ



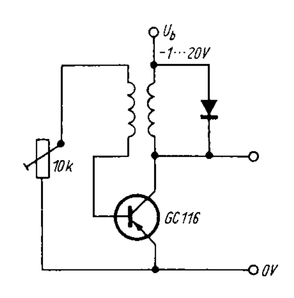
Beim Aufbau werden weniger Bauelemente benötigt als bei der symmetrischen Schaltung. Auf Grund der hohen Verstärkung sind große Basisvorwiderstände möglich. Auf diese Weise können mit relativ kleinen Kondensatoren tiefe Pulsfrequenzen erzeugt werden; die dargestellte Schaltung gibt Minutenimpulse ab. Der genaue Wert läßt sich mit dem Regler einstellen. Mit C = 1 μF sind auch Sekundenimpulse möglich.

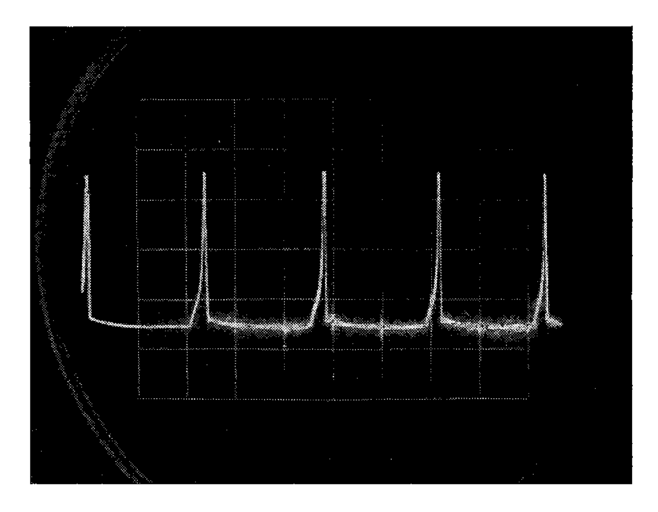
Das Funktionsprinzip ist einfach. Sind beide Transistoren leitend, so wird der Kondensator über die Kollektor-Emitter-Strecke und die Basis-Emitter-Strecke von T2 sowie über den Einstellregler auf die Betriebsspannung aufgeladen. Einstellregler und Kondensator bestimmen diese Zeit. Ist die Aufladung beendet, so fließt in die Basis von T1 weniger Strom, beide Transistoren beginnen zu sperren. Die Spannung des Kondensators liegt jetzt mit der Spannungsquelle in Reihe und sperrt die Transistoren vollständig. Sie bleiben so lange gesperrt, bis die Ladung über den Einstellregler und die Basiswiderstände abgeflossen ist, danach wiederholt sich der Vorgang. Legt man den Basisspannungsteiler niederohmig aus, so wird die Schaltzeit hauptsächlich durch den Einstellregler (immer in Verbindung mit C) bestimmt. Man erhält dann am Ausgang eine Mäanderwelle. Wünscht man ein anderes Tastverhältnis, so muß der Basisspannungsteiler hochohmig ausgelegt werden, und unter Umständen kann der Einstellregler vor dem Kondensator entfallen.

Der Arbeitspunkt ist so einzustellen, daß bei abgetrenntem

Kondensator am Ausgang die halbe Betriebsspannung erscheint.
Ein weiterer Vorteil dieses Multivibratos besteht darin, daß beide Flanken die gleiche hohe Steilheit aufweisen. (Beim symmetrischen Multivibrator ist die Vorderflanke etwas abgerundet.)
Bild 18 zeigt eine weitere astabile Schaltung, den *Sperrschwinger*. Es handelt sich dabei um eine stark rückgekoppelte *Meißner*-Schaltung. Sie hat den Nachteil, daß ein Transformator benötigt wird. Vorteilhaft kann sein, daß die Ausgangsimpulse eine größere Amplitude erreichen als die Versorgungsspannung. Außerdem sind sie sehr steil. Die gezeigte Schaltung lieferte mit dem K30 bei einer Versorgungsspannung von 1,5 V eine Ausgangsspannung von $U_{ss} = 25$ V. Wählt man die Versorgungsspannung höher, so ist darauf zu achten, daß die Durchbruchspannung des Transistors nicht überschritten wird.
Eine Schaltung, die den Durchbrucheffekt ausnutzt, zeigt Bild 19. Sie dient zur Erzeugung extrem steiler Impulse. Die Frequenz wird durch die Zeitkonstante des RC-Glieds im Kollektorkreis bestimmt. Mit der angegebenen Schaltung lag sie bei etwa 100 kHz. Am Synchronisiereingang kann ein frequenzkonstanter Generator angeschlossen werden, der eine genaue Einstellung der Frequenz erlaubt. Die Anstiegszeit der Ausgangsimpulse dieser Schaltung ist < 1 ns, die Ausgangsspannung enthält also bei hohen Frequenzen noch viele Oberwellen. Einen Nachteil stellt die benötigte hohe Versorgungsspannung dar. Sie muß unter Umständen mit einem Transverter erzeugt werden.
Mit astabilen Multivibratoren können bei geringem Aufwand Impulse erzeugt werden. Man wendet sie deshalb in den vielfältigsten Gebieten an. Die Oberwellenhaltigkeit wird oft bei Prüfstiften ausgenutzt. Dadurch ist es möglich, z. B. einen Rundfunkempfänger nur mit einer oberwellenhaltigen Rechteckwelle vom NF-Teil beginnend bis zur Antennenbuchse durchzuprüfen. Im Lautsprecher kann man bei richtigem Arbeiten der jeweils geprüften Stufe stets die Grundfrequenz des Multivibrators hören. Oft wird ein AMV auch als Morseübungssummer verwendet, da er sich einfach aufbauen läßt.

Bild 18 Sperrschwinger;
a — Schaltung, b — Ausgangssignal





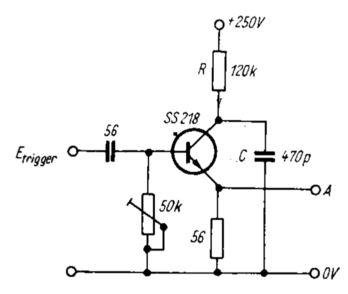


Bild 19
Avalanche-Schaltung

Ein weiteres Anwendungsbeispiel wird bei der Grenzfrequenzmessung an Verstärkern beschrieben.

Beispiel

Es soll ein Übungsgenerator zur Telegrafieausbildung aufgebaut werden, der sich auch zur Prüfung von Empfängern verwenden läßt. Gewählt wird der Transistor *GF 100*; $R_1 = 1\,k\Omega$; $B = 30$; $U_b = 4{,}5\,V$; $f = 1\,kHz$; symmetrische Schaltung.

Damit ergibt sich ein Kollektorstrom $I_{CX} = \frac{U_b}{R_1} = 4{,}5\,mA$.

$$I_{BX} = \frac{I_{CX}}{B} = \frac{4{,}5\,mA}{30} = 0{,}15\,mA;$$

$$R_b = \frac{U_b}{I_{BX}} = \frac{4{,}5\,V}{0{,}15\,mA} = 30\,k\Omega;$$

$$\tau_1 = \tau_2 = \frac{1}{2\,f} = 0{,}7\,R_b \cdot C;$$

$$C = \frac{1}{2\,f \cdot 0{,}7\,R_b} = \frac{1}{1{,}4 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^3} \approx 22\,nF\,.$$

1.3.4. Bistabiler Multivibrator (BMV)

Eine der wichtigsten Schaltungen der Impulstechnik ist der *bistabile Multivibrator*, der auch *Flip-Flop*, *Trigger* oder *Binärstufe* genannt wird. Bild 20 zeigt den Stromlaufplan und das Symbol.

Diese Anordnung hat 2 stabile Zustände. Es ist entweder T1 leitend und T2 gesperrt oder umgekehrt. Dieser Multivibrator schwingt also nicht frei. Der Wechsel von einem Zustand in den anderen erfolgt meist durch positive (pnp-Transistoren) oder negative (npn-Transistoren) Sperrimpulse, die der Basis des jeweils leitenden Transistors zugeführt werden. Steuert man beide Eingänge mit Gleichstrom, so handelt es sich um einen *statischen* bistabilen Multivibrator. Spricht der BMV auch auf Impulse an, so bezeichnet man ihn als *dynamischen* bistabilen Multivibrator. Die dynamischen Eingänge werden meist durch ein Impulsgatter zusammengefaßt.

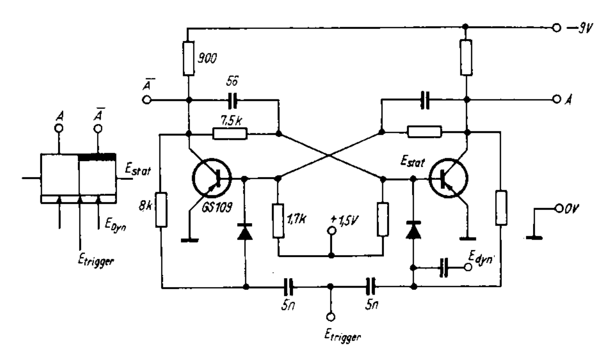


Bild 20 Bistabiler Multivibrator

Im folgenden sollen kurz die wichtigsten Einzelheiten der Funktion erläutert werden. Bei diesem Multivibrator handelt es sich um einen rückgekoppelten Gleichstromverstärker. Angenommen, daß sich beim Einschalten der Betriebsspannung der Arbeitspunkt etwa in der Mitte der Arbeitsgeraden befindet. Diese Einstellung ist jedoch nicht stabil. Durch Toleranzen der Widerstände und Transistoren oder durch unterschiedliche Erwärmung der Bauelemente weicht der Kollektorstrom des einen Transistors von dem des anderen nach einer bestimmten Betriebszeit ab. Diese Abweichung wird in beiden Bauelementen verstärkt, bis einer der Transistoren voll ausgesteuert, leitend oder gesperrt ist. Dann sinkt die Schleifenverstärkung unter 1, d. h., diese Einstellung des Arbeitspunkts ist stabil. Sie bleibt ohne äußere Einwirkung so lange erhalten, wie die Betriebsspannung anliegt. Erhält die Basis des leitenden Transistors einen Sperrimpuls zugeführt, dann wird der Arbeitspunkt der anderen stabilen Lage näher gebracht, bis diese eingenommen ist. Es kann vorkommen, daß von 2 Transistoren eines Typs der eine an der oberen und der andere an der unteren Toleranzgrenze der Stromverstärkungsgruppe liegt. Die Schaltung wird aber meist symmetrisch aufgebaut, d. h., Widerstände mit gleicher Funktion haben auch den gleichen Wert. Die zur Umschaltung erforderliche Ampli-

tude der Sperrimpulse ist dann unterschiedlich. Die Schaltung wird deshalb oft so ausgelegt, daß der eine Transistor leitend *und* der andere gesperrt ist, obwohl es zur Herabsetzung der Verstärkung ausreichen würde, einen der beiden zu sperren oder zu sättigen. Außerdem berechnet man die Schaltung für die geringste Stromverstärkung. Dadurch arbeitet sie auch unter ungünstigsten Bedingungen noch zuverlässig („worst case"). Ebenfalls wird die Empfindlichkeit gegenüber zufälligen Störimpulsen, die von außen auf die Schaltung wirken könnten, geringer.

Der BMV hat ein weites Anwendungsgebiet. Dadurch, daß beide Zustände beliebig lange Zeit stabil sein können, läßt er sich als Speicher für eine Ja/Nein-Aussage verwenden. Nachstehend wird dazu ein Beispiel beschrieben. Bei einem Tastendruck soll eine bestimmte Anzahl von Impulsen erzeugt werden. Wird die Taste gedrückt, so erhält der BMV einen Impuls zugeführt. Er kippt aus seiner Ruhelage und schaltet einen AMV ein. Die Ausgangsimpulse des AMV werden von einem Zähler gezählt. Nach dem z. B. siebenten Impuls gibt der Zähler an den BMV einen Impuls. Dieser kippt in die Ruhelage zurück und schaltet dabei den AMV wieder ab.

Eine weitere Anwendung ist die als Frequenzteiler. Wie sich aus dem obigen Beispiel ersehen läßt, gibt der BMV auf 2 Eingangssignale 1 Ausgangssignal ab. Er untersetzt also beliebige Impulse im Verhältnis 2:1. Eine obere Grenze ist durch die Schaltzeit der Transistoren gegeben. Der BMV läßt sich auch als Zähler einsetzen, wenn die Zahlen im Dualsystem dargestellt werden. Spezielle Schaltbeispiele folgen in einem gesonderten Abschnitt.

Eine Sonderform des BMV ist der *Schmitt-Trigger.* Dieser nimmt seinen 2. stabilen Zustand ein, wenn die Eingangsspannung einen bestimmten Wert überschreitet. Bild 21 zeigt den Stromlaufplan. Man kann die Ähnlichkeit mit dem emittergekoppelten astabilen Multivibrator erkennen. Die 2. Rückkopplung vom Kollektor T1 zur Basis T2 ist in diesem Fall jedoch auch für Gleichstrom wirksam.

Im folgenden soll die Funktion erläutert werden. Liegt kein Signal am Eingang, so hat die Basis von T1 Massepotential.

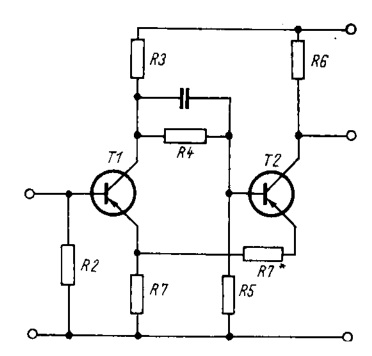


Bild 21
Schmitt-Trigger

Dieser Transistor ist deshalb gesperrt. An seinem Kollektor liegt fast die volle Betriebsspannung, so daß T2 leitet. Der Kollektorstrom von T2 erzeugt über R7 eine Teilspannung, wodurch T1 noch weiter ins Sperrgebiet gelangt. Wird das Eingangssignal größer als die über R7 anfallende Teilspannung, so öffnet sich T1. T2 beginnt dadurch zu sperren, die Teilspannung über R7 wird geringer, und T1 öffnet noch weiter. Dieser Kreislauf setzt sich sehr schnell fort, bis T1 vollständig leitet und T2 voll gesperrt ist. Das erfordert eine genügend große Rückkopplung über R7 und R4. Die Schleifenverstärkung muß gleich 1 oder > 1 sein. Ist sie > 1, so gelangt T1 weit in den Sättigungsbereich. Dadurch tritt eine Hysteresis des *Schmitt*-Triggers auf. Er schaltet dann nicht bei der gleichen, sondern bei einer geringeren Eingangsspannung ab. Durch Abgleich des Widerstands R7* kann man jedoch eine Schleifenverstärkung von 1 einstellen und auf diese Weise die Spannungshysteresis beseitigen.

Der *Schmitt*-Trigger wird häufig als Spannungsdiskriminator angewendet. Man stellt fest, ob eine Spannung größer oder kleiner ist als seine Schwellspannung (Teilspannung über R7 + etwa 0,5 V). Oft wird er als Impulsformer verwendet, der aus jeder beliebigen periodischen Schwingung am Eingang eine Rechteckwelle formt. Schaltet man z. B. hinter einen Sinusgenerator einen *Schmitt*-Trigger, so erhält man einen kombinierten Sinus-Rechteckgenerator.

Beispiel

Ein bistabiler Multivibrator kann entsprechend dem bei der Transistorschaltstufe angeführten Beispiel berechnet werden. Obwohl der *Schmitt*-Trigger im Prinzip ähnlich berechnet wird, ist jedoch auf Grund der Rückkopplung im Emitter ein geringer Unterschied vorhanden. Dieser Rückkopplungswiderstand muß etwa 25% des Kollektorwiderstands haben. Soll der *Schmitt*-Trigger schnell schalten, so müssen die Widerstände R3 + R7 bzw. R6 + R7 + R7* klein sein.

Weiterhin wird durch C eine Ladungssteuerung erreicht. Bei Transistoren vom Typ *SF 137* mit $I_{Cmax} = 300$ mA und $U_b =$ 12 ergibt sich für R3 + R7

$$R3 + R7 = \frac{U_b}{I_{CX}} = 400\,\Omega\,.$$

Damit erhält man für R3 = 300 Ω und für R7 = 100 Ω.

Wird der *Schmitt*-Trigger z. B. als Impulsformer in einem Quarzeichgenerator verwendet, in dem aus einer 100-kHz-Sinuswelle eine oberwellenhaltige Rechteckwelle geformt werden soll, dann kommt es auf die Hysteresis nicht an. R7* kann dann entfallen, und für R6 ergeben sich ebenfalls 300 Ω. Die Widerstände R4 und R5 werden wie beim vorherigen Beispiel berechnet. Der Quellwiderstand, der die Basis des Transistors T1 abschließt, muß wie beim unsymmetrischen AMV nach Bild 15 möglichst niederohmig sein. Beim Anschluß eines *Schmitt*-Triggers an eine vorhergehende Schaltung ist zu beachten, daß sich sein Eingangswiderstand beim Schaltvorgang ändert. Solange wie T1 sperrt, ist der Eingang hochohmig; leitet T1, so wird er niederohmig. Man muß deshalb Steuerstufe und *Schmitt*-Trigger oft durch eine Trennstufe entkoppeln.

1.3.5. Monostabiler Multivibrator (MMV)

Der *monostabile Multivibrator*, auch *Univibrator* oder *Monoflop* genannt, hat eine stabile Lage. Wird er durch einen Eingangsimpuls umgeschaltet, so nimmt er diese Lage nach einer durch

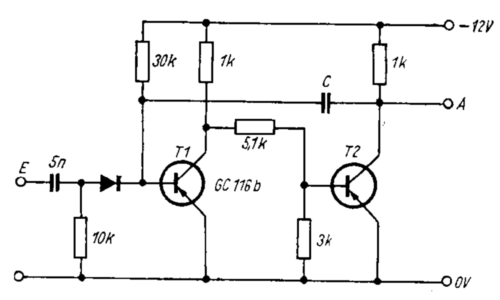


Bild 22 Monostabiler Multivibrator

die Größe der Bauelemente bestimmten Zeit wieder ein. Bild 22 zeigt einen Stromlaufplan. Nach dem Einschalten der Betriebsspannung wird T1 durch den Strom über R_b geöffnet. Er hat dadurch eine sehr kleine Kollektorspannung. T2 ist deshalb gesperrt, C wird auf die volle Betriebsspannung aufgeladen. Das ist die stabile Lage der Arbeitspunkte beider Transistoren. Jetzt soll der MMV durch einen positiven Sperrimpuls umgeschaltet werden, dann sperrt T1, während T2 leitet. Dadurch liegt der Kondensator C auf der anderen Seite (entsprechend Bild 22 auf der rechten Seite) an Masse. Seine Ladung kann nur über R_b abfließen, da T1 gesperrt ist. Die durch den Entladestrom hervorgerufene positive Spannung sperrt T1 auch nach dem Ende des Sperrimpulses.
Erst nachdem die Entladung weit genug fortgeschritten ist, kippt die Schaltung in ihre stabile Lage zurück. Die Verweilzeit beträgt etwa

$$T = 0{,}7\ R_b C\ . \qquad (22)$$

Die weitere Berechnung erfolgt ebenso wie vorher beschrieben. Bild 23 zeigt den Verlauf der einzelnen Spannungen. Auch in diesem Fall sind noch weitere Schaltungen bekannt.

Beispiel

Es soll ein MMV entworfen werden, der sämtliche Eingangsimpulse auf eine Länge von 200 μs umformt. Für die Transistoren setzt man den Typ *SF 136* mit einem B = 70 ein. R1 = 1 kΩ, U_b = 12 V.

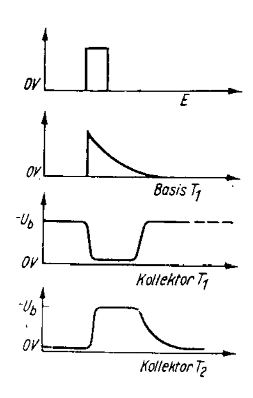


Bild 23
Verlauf der Spannungen am monostabilen Multivibrator

I_{CX} ergibt sich aus

$$I_{CX} = \frac{U_b}{R1} = 12 \text{ mA}.$$

R_b wird wie beim astabilen Multivibrator berechnet

$$R_b = \frac{U_b}{I_{bX}} = \frac{U_b \cdot B}{I_{CX}} = B \cdot R1 = 70 \text{ k}\Omega.$$

Die Spannungsteilerwiderstände R2 und R3 berechnet man entsprechend dem bei der Transistorschaltstufe angegebenen Beispiel. Man erhält folgende Widerstandswerte:
R3 = 470 Ω,
R4 = 1,4 kΩ.

Nun muß noch der Kondensator C berechnet werden;

$$C = \frac{T}{0{,}7\, R_b} = \frac{2 \cdot 10^6 \cdot 100 \text{ s}}{0{,}7 \cdot 70 \cdot 10^3 \text{ k}\Omega} = 4 \text{ nF}.$$

Die Anwendung des MMV beschränkt sich nicht nur auf die Impulsformung. Durch Vergleich eines Impulses mit dem eines MMV läßt sich eine Ja/Nein-Aussage treffen; denn der unbekannte Impuls kann länger oder kürzer sein.
Oft wird der MMV auch als Impulsverzögerer verwendet. In einem gesonderten Abschnitt werden noch Beispiele zur Frequenzteilung behandelt.

2. Spezielle Anwendungsbeispiele und Standardschaltungen

2.1. Frequenzgangmessung an Verstärkern

Bild 24 zeigt den Frequenzgang eines Verstärkers mit der *ECF 82*. Man erkennt, daß es sich im Prinzip um einen Bandpaß mit bestimmter oberer und unterer Grenzfrequenz handelt. Bild 24 zeigt auch die Ersatzschaltungen für hohe und tiefe Frequenzen. Der Frequenzgang wurde mit einem Sinusgenerator und einem Röhrenvoltmeter aufgenommen. Dabei führt man die mit dem Röhrenvoltmeter konstantgehaltene Ausgangsspannung des Generators dem Eingang des Verstärkers zu. Die Frequenz wird dann verändert und die gemessene Ausgangsamplitude im gesamten Bereich durch ihren Wert bei der Bezugsfrequenz von 1 kHz geteilt. Das Ergebnis stellt man grafisch dar. Durch diese normierte Darstellung ergibt sich bei der Bezugsfrequenz der Amplitudenwert 1, und bei den Grenzfrequenzen betragen die Werte $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

Auf diese Weise lassen sich unterschiedliche Verstärker leicht miteinander vergleichen. Falls nur die Grenzfrequenzen interessieren, kann ein Meßverfahren angewendet werden, das auf der Verformung von Rechteckwellen beruht. Dabei entfallen das aufwendige Konstanthalten der Spannung am Eingang des Verstärkers und das Messen der Ausgangsamplitude. Darüber hinaus erübrigen sich die Umschaltung des Röhrenvoltmeters (RVM) vom Eingang auf den Ausgang und die Berechnung. Die Auswertung beruht auf der schon bei den Abschnitten Hochpaß und Tiefpaß beschriebenen Impulsverformung. Bild 25 zeigt den Übersichtsschaltplan der einfachen Meßanordnung. Am Eingang des Verstärkers liegt ein durchstimmbarer Rechteckgenerator, am Ausgang ein Oszillograf. Wird der Verstärker mit einer Pulsfrequenz in der Nähe der oberen Grenzfrequenz betrieben, so stellt er einen Tiefpaß dar. Die Impulse werden entsprechend Bild 6b verformt. Die

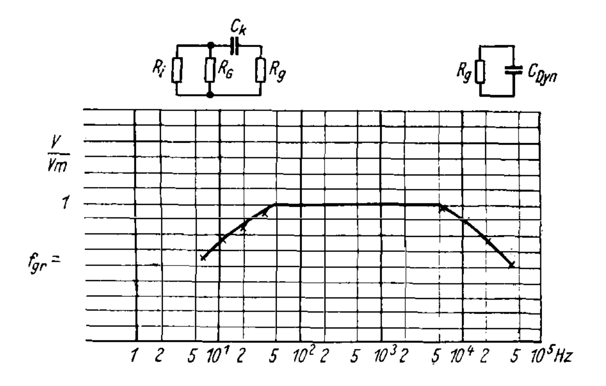


Bild 24 Frequenzgang eines Mikrofonvorverstärkers mit der *ECF 82*

Amplitude kann dabei beliebig groß sein, solange der Verstärker nicht übersteuert wird. In der Mitte des Frequenzbereichs erfolgt die Übertragung meist formgetreu, d. h., die Verformung des Pulses ist sehr gering. Erreicht die Pulsfrequenz die untere Grenzfrequenz, so tritt eine Verformung nach Bild 8b auf. Dieses Meßverfahren ist in H. Jakubaschk, *Oszillografentechnik für den Amateur — Praxis der Oszillografie*, Band 45, Reihe *Der praktische Funkamateur* (jetzt *electronica*) ausführlich beschrieben.

2.2. Frequenzvervielfachung

Häufig sind auch in der Praxis des Amateurs Frequenzveränderungen eines Signals erforderlich. Die folgenden Ausführungen zeigen, wie Vervielfachung und Teilung von Frequenzen vorteilhaft durch Mittel der Impulstechnik gelöst werden können.

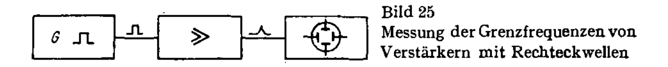


Bild 25
Messung der Grenzfrequenzen von Verstärkern mit Rechteckwellen

2.2.1. Frequenzvervielfachung mit astabilem Multivibrator

Wie fast jeder andere Oszillator läßt sich auch der AMV in bestimmten Grenzen von einer angelegten Frequenz synchronisieren. Besonders trifft das auf die Schaltung nach Bild 15 zu. Man kann sie deshalb als einfachen Frequenzvervielfacher einsetzen.

Die Stabilität der Vervielfachung wird mit steigendem Frequenzverhältnis geringer. Diese Tatsache erklärt sich aus dem Arbeitsprinzip: Ladung und Entladung des Kondensators C2 steuern den Transistor T2. Beim Aufladen ist der Transistor gesperrt, beim Entladen leitend. Die Zeiten des Ladens und Entladens dieser Kapazität bestimmen damit die Frequenz der Ausgangsspannung. Die geringe zeitliche Konstanz der Widerstände und Kondensatoren sowie die Temperaturabhängigkeit von Parametern der Transistoren verursachen geringe Unterschiede der einzelnen Periodenlängen und eine Abhängigkeit der Frequenz von der Temperatur.

Wird der AMV als synchronisierter Frequenzvervielfacher verwendet, so werden der Basis von T1 Impulse zugeführt, deren Periode je nach Frequenzverhältnis einem Vielfachen der Eigenperiode des AMV entspricht. Diese Impulse schalten den AMV auch um, wenn Ladung oder Entladung des Kondensators dazu noch nicht ausgereicht hätten. Der synchronisierende Generator bestimmt dann die Konstanz der Ausgangsfrequenz.

Damit wird auch verständlich, warum die Stabilität der Vervielfachung vom Frequenzverhältnis abhängt: Beträgt das Verhältnis z. B. 1:10, so darf die Frequenz des AMV um maximal 10% schwanken, erst dann werden entweder 9 oder 11 Ausgangsimpulse auf einen Synchronisierimpuls abgegeben. Bei einem Verhältnis von 1:100 beträgt die zulässige Inkonstanz der Frequenz des AMV nur noch 1%, was sich kaum noch realisieren läßt. Sind große Frequenzverhältnisse erforderlich, so werden deshalb besser mehrere Vervielfacher hintereinandergeschaltet. Dabei muß man beachten, daß auch dann ein Ausgangssignal abgegeben wird, wenn die synchronisierende Steuerfrequenz ausfällt.

2.2.2. Gewinnung von Oberwellen

Ein weiteres Verfahren zur Frequenzvervielfachung besteht darin, die Oberwellen steiler Impulse auszufiltern. Dieses Verfahren wird z. B. im Betriebsempfänger Typ *1340.21* vom VEB *Funkwerk* Köpenick (im Frequenzanalyseteil) verwendet. Auch jeder Quarzeichgenerator arbeitet nach diesem Prinzip. Die Quarzfrequenz wird verzerrt, und ihre Oberwellen werden im Empfänger abgehört. Bild 26 zeigt eine Schaltung mit 100-kHz-Quarz. Als Oszillatorschaltung wurde eine serienabgestimmte *Colpitts*-Schaltung gewählt. Diese ist wegen der großen, zum Quarz parallelliegenden Kondensatoren besonders frequenzstabil. Durch Variation des Kondensators 1,5 nF wird die beste Sinusform eingestellt. T2 dient als Puffer, er verhindert Rückwirkungen auf Frequenz und Kurvenform des Sinusgenerators durch den nachfolgenden *Schmitt*-Trigger. Dieser wurde so dimensioniert, daß seine Ausgangsspannung stark oberwellenreich ist, also sehr steile Flanken aufweist. Dadurch ergaben sich sehr kleine Arbeitswiderstände.
Dem Ausgang ist noch ein 10-kHz-Teiler nachgeschaltet, der in Abschnitt 2.3. näher beschrieben wird.
Durch Ausfiltern und anschließende Verstärkung der 100-kHz-Oberwellen im 80-m-Band kann mit Quarzgenauigkeit auf 4 Festfrequenzen gesendet werden. Bild 27 zeigt einen Stromlaufplan mit Transistoren. Dem Eingang werden die Impulse des 100-kHz-Generators zugeführt. Durch den Sprung des Kollektorstroms wird im 1. Schwingkreis eine abklingende Sinusschwingung erzeugt (Bild 28). Diese wird in den weiteren Stufen bis zur Begrenzung verstärkt und dann über das π-Filter im Ausgang an die Antenne gegeben. Die Frequenz der Schwingkreise wählt man durchstimmbar von 3,5 bis 3,8 MHz.

2.2.3. Digitale Frequenzanalyse

In [9] wird u. a. eine interessante Methode zur Frequenzsynthese beschrieben, bei der man sich impulstechnischer Mittel bedient. Bild 30 zeigt den Stromlaufplan.

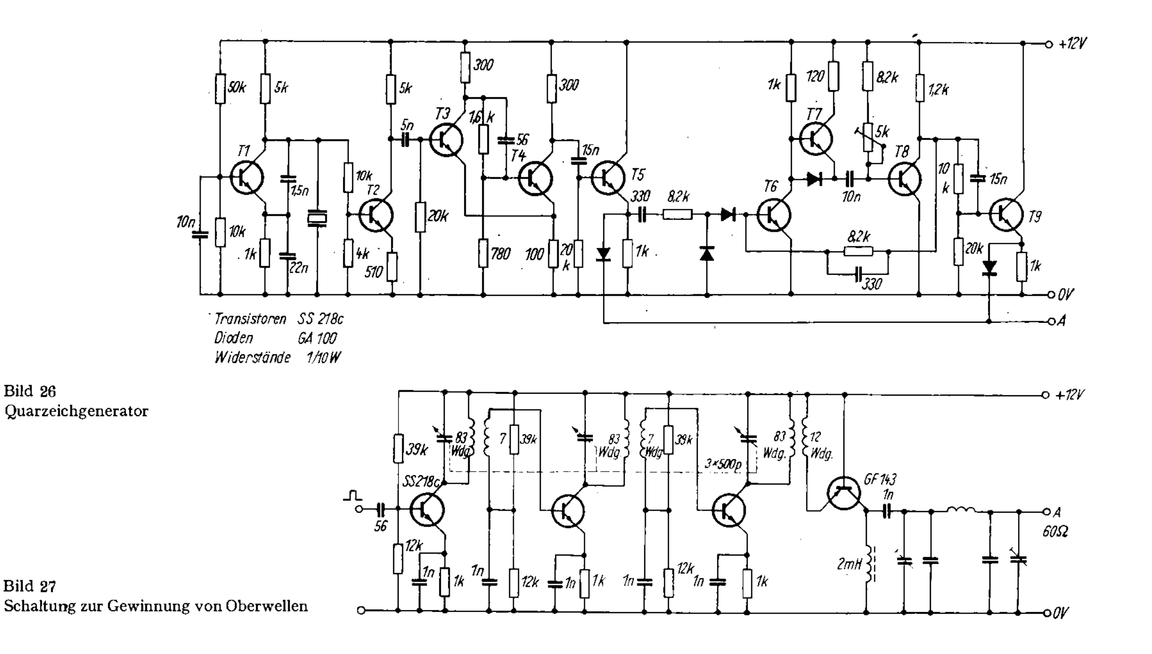


Bild 26
Quarzeichgenerator

Bild 27
Schaltung zur Gewinnung von Oberwellen

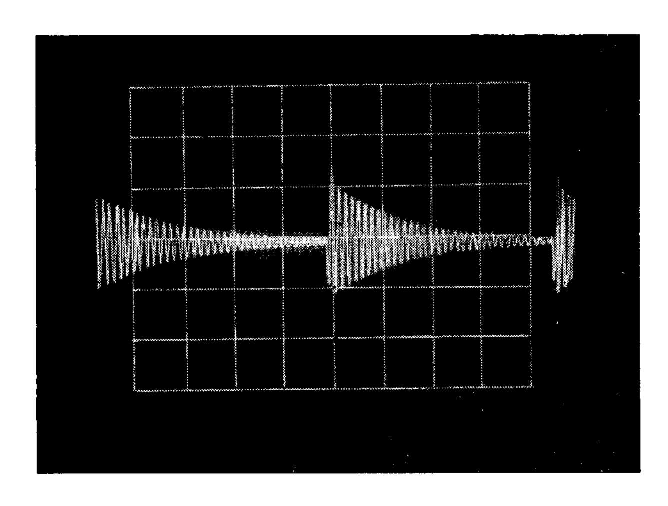


Bild 28 Signal am Kollektor von T1

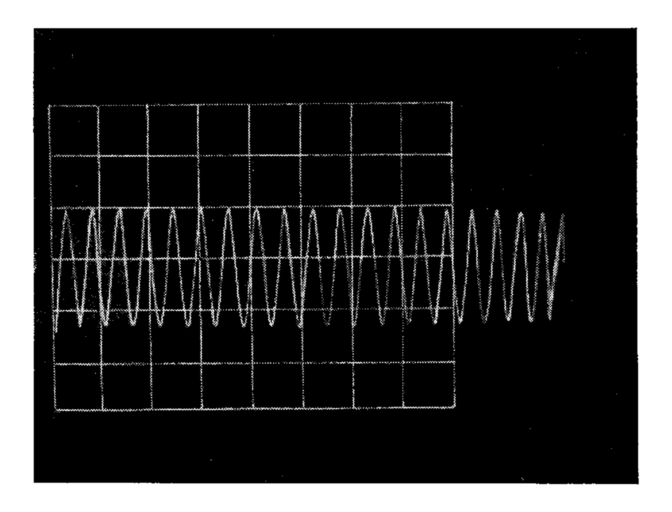


Bild 29 Signal am Ausgang

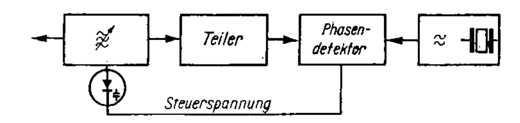


Bild 30 Digitale Frequenzsynthese

In einem Quarzoszillator werden Mäanderwellen konstanter Frequenz erzeugt; der VFO schwingt auf einer wesentlich höheren Frequenz. Diese läßt sich durch eine angelegte Spannung mit Hilfe von Kapazitätsdioden einstellen.
Die Ausgangsspannung des VFO wird einmal zur weiteren Verwertung entnommen, zum anderen von einem Begrenzer in Rechteckwellen umgeformt. Diese werden durch einen Teiler mit veränderlichem Teilverhältnis auf die Größe der Quarzfrequenz geteilt.
Der Phasendetektor vergleicht die Frequenzen und verstimmt den VFO so, daß beide übereinstimmen. Der umschaltbare Teiler gestattet das Arbeiten auf mehreren Festfrequenzen.

2.3. Frequenzteiler

2.3.1. Astabiler Frequenzteiler

Der AMV läßt sich auch gut mit einer Frequenz synchronisieren, die größer als seine eigene ist. Er arbeitet dann als Frequenzteiler.
Zur Funktion gilt sinngemäß das bei der Vervielfachung Gesagte. Diesmal wird nicht z. B. jede 10. Schwingung des AMV von Synchronisierimpulsen festgelegt, sondern bei jeder einzelnen Schwingung des AMV werden die Lade- und Entladespannungen an der Basis von T2 von z. B. 10 Synchronisierimpulsen überlagert. Der 10. Impuls (Beispiel!) hebt oder senkt das Potential über oder unter die zum Kippen notwendige Grenze. Aus diesem Prinzip folgt, daß auch in diesem Fall die Teilung vom Frequenzverhältnis hinsichtlich ihrer Stabilität bestimmt wird. Für unendlich viele Synchronisierimpulse

wäre die Umladekurve nur um die Amplituden der Synchronisierimpulse verschoben. Eine bestimmte Teilung ließe sich dann nicht mehr ermöglichen. Zwar kann durch Einfügen von Schwingkreisen die Stabilität der Teilung noch etwas erhöht werden, jedoch sollte man größere Teilerverhältnisse besser mit mehreren Stufen realisieren.

2.3.2. Monostabiler Frequenzteiler

Auch der MMV kann zur Frequenzteilung herangezogen werden. Dabei wird vorausgesetzt, daß seine Verweilzeit größer ist als die Periodendauer der Steuerfrequenz. Aus dieser Forderung und der festen — durch die Wahl der Bauelemente bestimmten — Verweilzeit ergibt sich, daß das Teilungsverhältnis von der Eingangsfrequenz abhängt. Eine untere Grenze ist durch das RC-Glied gegeben, das die Verweilzeit bestimmt. Der Widerstand hängt von der Größe der Stromverstärkung des Transistors ab, er kann also nicht beliebig vergrößert werden. Deshalb wird bei tiefen Frequenzen der Kondensator zu groß. Man muß dann die in Abschnitt 2.3.3. beschriebenen Teiler mit BMV einsetzen. Für die Größe des Teilerverhältnisses und dessen Stabilität gilt wieder das zum Teiler mit AMV Gesagte.

Anwendungsbeispiel

Bild 26 zeigt nach dem Quarzgenerator und dem Impulsformer einen monostabilen Teiler. Er teilt die Ausgangsfrequenz von 100 kHz auf 10 kHz. Man erhält dadurch im gleichen Frequenzbereich etwa 10mal mehr Eichpunkte. Der monostabile Teiler hat gegenüber dem astabilen einen Vorteil, der sich besonders beim Quarzeichgenerator zeigt. Der MMV gibt nur Ausgangssignale ab, wenn er angesteuert wird. Das ist beim AMV nicht der Fall. Setzt der frequenzkonstante Steuergenerator aus, so schwingt der AMV ohne Synchronisation weiter (Bild 31). Bei Verwendung als Quarzeichgenerator an einer Amateurfunkstation kann das zur Überschreitung der Bandgrenzen führen. Die Schaltung ähnelt der nach Bild 22. Der zusätzliche Transistor T7 hat die Aufgabe, die lange Rückflanke

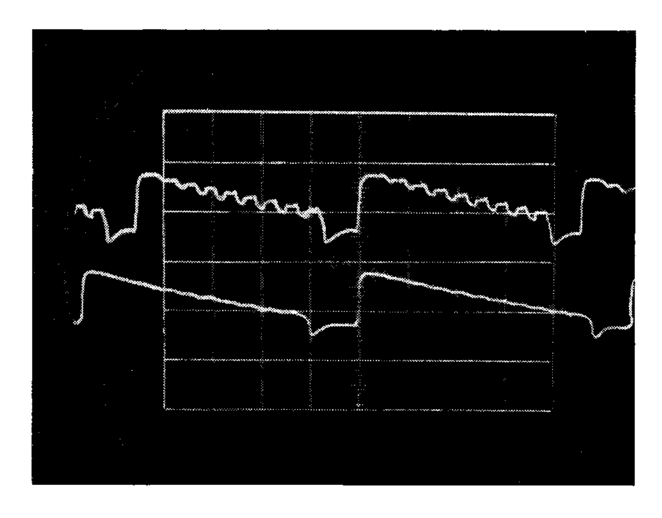


Bild 31 Basisspannung eines astabilen Multivibrators nach Bild 15, der als Frequenzteiler eingesetzt ist;
oben — mit Synchronisierimpulsen überlagerte Basisspannung,
unten — Synchronisation ausgefallen

des monostabilen Teilers zu versteilern (Oberwellen!). Ein Oder-Glied faßt die Ausgänge 100 kHz und 10 kHz zusammen, so daß an einer Buchse beide Frequenzen ohne gegenseitige Rückwirkung entnommen werden können. Dieses Oder-Glied hat natürlich nur Sinn, wenn sich der Teiler auch ausschalten läßt.

2.3.3. Bistabiler Frequenzteiler

Wie schon erwähnt, gibt der BMV auf 2 Eingangsimpulse 1 Ausgangssignal ab. Er wirkt also als zuverlässiger Frequenzteiler im Verhältnis 2:1. Andere Teilerverhältnisse als 2:1 können durch Kettenschaltungen und Rückführungen geschaffen werden. Ein besonderer Vorteil besteht darin, daß

diese Teilerverhältnisse — von der durch Bauelemente und Aufbau bedingten oberen Grenze abgesehen — völlig frequenzunabhängig sind. Ein weiterer Vorteil ist die unbedingte Stabilität des Teilungsverhältnisses. Während sich bei den zuvor beschriebenen Teilern dieses Verhältnis durch Alterung, Erschütterung von Einstellreglern usw. verändern kann, ist das beim Teiler mit BMV nicht der Fall. Sofern die BMV überhaupt schalten, erfolgt die Teilung auch mit dem eingestellten Verhältnis. Vorteilhaft kann es auch sein, daß sich bei Teilern mit mehreren BMVs an mehreren Ausgängen die gleiche, aber unterschiedlich geteilte Eingangsspannung entnehmen läßt.
Die BMV und ihre Kombinationen werden bei den Zählern noch näher beschrieben. Das dort Gesagte gilt auch für Frequenzteiler mit BMV, wobei Auswerte- oder Anzeigeschaltungen entfallen.

2.4. Zählschaltungen

Von großer praktischer Bedeutung sind Schaltungen, mit denen Impulse abgezählt werden können.
Das Grundbauelement der gebräuchlichsten Zähler ist der BMV. Man kann jedem seiner stabilen Zustände eine Zahl zuordnen, z. B. 0 und 1, oder, wie es in der Digitaltechnik üblich, 0 und L. Dabei ist L das am meisten positive Potential. Sollen mehr als 2 Impulse gezählt werden, so muß man mehrere BMV hintereinanderschalten.

2.4.1. Binärzähler

Bild 32 zeigt die Hintereinanderschaltung von 4 BMV. Nach dem 1. Impuls wird der 1. BMV (A) umgeschaltet. Am Ausgang A erscheint eine positive Spannung, wenn man die Schaltung nach Bild 20 benutzt. Der 2. Impuls kippt A wieder in seine Ruhelage und gibt einen Impuls an B. Den weiteren Ablauf kann man aus Tabelle 1 ersehen. Nach dem 15. Impuls ist wieder die Ausgangsstellung erreicht, und die Zählung be-

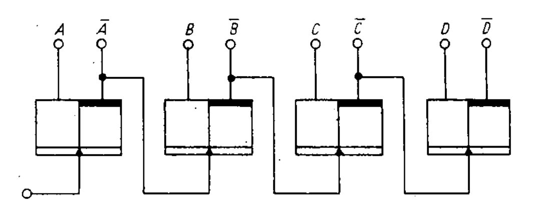


Bild 32 Kettenschaltung von 4 bistabilen Multivibratoren

ginnt von vorn. Man bezeichnet eine derartige Anordnung als *Ringzähler*. Der Binärzähler hat 2^n Stellungen, wobei n die Anzahl der BMV ist. Die Ausgänge der einzelnen BMV haben dann die Wertigkeit 2^{n-1}; z. B. hat der Ausgang des 1. BMV die Wertigkeit 1, der des 2. die Wertigkeit 2 usw. Die gesamte Wertigkeit (Zählerstand) wird durch die Summe gebildet.

Beispiel

Es sei die Zahl 9 gespeichert worden.

$$9 = \underline{1} \cdot 2^0 + \underline{0} \cdot 2^1 + \underline{0} \cdot 2^2 + \underline{1} \cdot 2^3 = \underline{1001}\,.$$

Diese Zahl wird so lange gespeichert, bis der Nullimpuls den Zählerinhalt löscht oder bis der nächste Impuls am Eingang anliegt.

Binärzähler werden hauptsächlich in Digitalrechnern angewendet.

2.4.2. Dekadische Zählschaltungen

Oft werden jedoch andere als binäre Zählungen notwendig sein. Für direktanzeigende digitale Meßgeräte wird z. B. ein Ringzähler benötigt, der von 0 bis 9 zählt, also 10 Impulse verarbeiten kann. Entsprechend der Bedeutung dieser Baugruppe sind dafür viele Lösungen entwickelt worden. Eine weit verbreitete Möglichkeit besteht in der Kodierung einer Binärzählkette. Dabei können nach dem 10. Impuls alle BMV auf ihre Ruhestellung zurückgestellt werden. Bild 33 zeigt den Übersichtsschaltplan, Tabelle 2 gibt den Verlauf der Ausgangs-

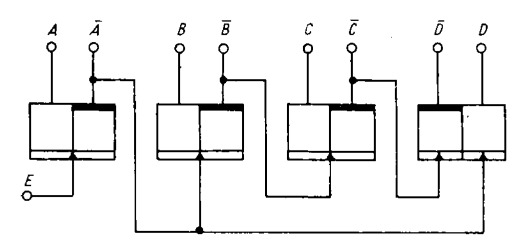


Bild 33 1-2-4-8-Zähler

signale wieder. Diese Methode hat den Vorteil, daß den Ausgängen der BMV auch weiterhin die Wertigkeit 2^{n-1} zugeordnet werden kann. Bild 34 zeigt einen Zähler, der mit 2 Rückführungen arbeitet. In diesem Fall werden die Stellungen 8 bis 13 des Binärzählers übersprungen. Den Ausgängen dieses Zählers muß man auf Grund der Unregelmäßigkeiten bei den Zahlen 8 und 9 eine andere Wertigkeit zuordnen (s. Tabelle 2 und Tabelle 3). Den erprobten Stromlaufplan eines solchen Zählers zeigt Bild 35. Die Transistoren sind sogenannte Bastel-Typen mit einem $B > 40$. Dadurch sind die Kosten trotz des Aufwands nicht hoch.

Die maximale Zählfrequenz betrug bei den aufgebauten Zählern etwa 180 kHz. Sie wird beim kodierten Ringzähler nach Bild 34 durch die Rückführungen um den Faktor 0,66 geringer als die maximale Schaltfrequenz der BMV.

Oft wird gefordert, daß ein Zähler sowohl vorwärts als auch

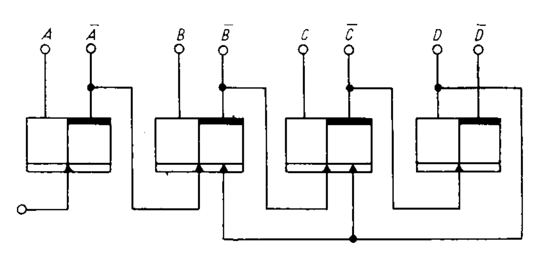


Bild 34 1-2-4-2-Zähler

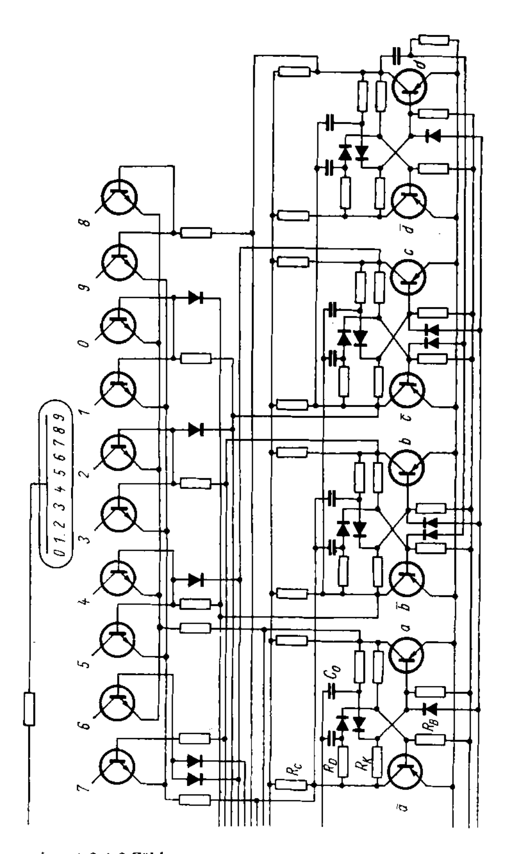


Bild 35 Schaltung eines 1-2-4-2-Zählers

rückwärts zählt. Das läßt sich auf einfache Weise durch Umschaltung des Ausgangs erreichen, der den folgenden BMV steuert. Bild 36 zeigt den Übersichtsschaltplan.

Wie schon eingangs erwähnt, sind noch viele weitere Schaltungen entwickelt worden. Die biquinäre Zähldekade und ihre Anzeigeschaltung benötigen nur 2 Transistoren mit hoher

Sperrspannung, so daß 8 Transistoren eingespart werden können. Für besonders schnelle Zähler wurde eine Dekade ohne Rückführungen entwickelt. Damit die bei hohen Frequenzen nachteilige Laufzeit der Impulse vermieden wird, konstruierte man Synchronzähler. Ihr Nachteil ist der höhere Aufwand: Man benötigt so viele BMV, wie Impulse verarbeitet werden sollen. Für speziell interessierte Leser wird auf die umfangreiche Literatur verwiesen [1], [2], [4].
Die Zähldekade gibt nach jedem 10. Eingangsimpuls ein Ausgangssignal ab, mit dem eine weitere Dekade angesteuert werden kann. Auf diese Weise lassen sich leicht mehrstellige Dezimalzahlen darstellen oder Frequenzen teilen.
Abschließend soll noch gezeigt werden, wie man Teiler oder Zähler mit beliebiger Untersetzung entwerfen kann. Eine einfache Möglichkeit besteht wieder darin, alle BMV in ihre Ruhestellung zu schalten, wenn der gewünschte Zählerstand erreicht ist. Als Beispiel sei ein Zähler angeführt, der für eine direkt anzeigende elektronische Uhr entworfen wurde. In diesem Fall darf der Minutenzähler nur bis 60 zählen und muß dann jeweils einen Impuls auf den Stundenzähler geben. Man muß deshalb für die Einer eine Dekade verwenden und dieser einen Zähler nachschalten, der nur bis 6, also die Zahlen 0 bis 5 zählt. Dazu sind 3 BMV nötig, wenn man einen binärkodierten Zähler verwendet. Ohne Rückführung würde dieser jedoch bis $2^3 = 8$ zählen. Entsprechend Tabelle 1 liegt beim 6. Impuls an den Ausgängen B und C ein L-Signal. Dieses wird über ein Und-Glied einem monostabilen Multivibrator zugeführt, dessen Verweilzeit wesentlich kürzer ist als die Impulspause, z. B. 5 ms. Der Ausgangsimpuls dieses MMV schaltet die BMV

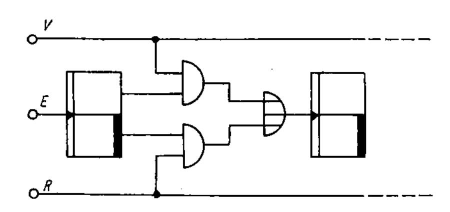


Bild 36
Vorwärts/Rückwärts-Zähler

B und C in ihre Ruhestellung. Auf diese Weise läßt sich der Impuls 6 zwar zählen, danach wird aber ohne einen weiteren Eingangsimpuls sofort wieder die Stellung 0 eingenommen. Anordnungen dieser Art können für jedes beliebige Zählverhältnis aufgebaut werden. Sie haben den Vorteil, daß die Wertigkeit der BMV erhalten bleibt. Nachteilig ist der zusätzliche Aufwand für den MMV. Der Zählumfang läßt sich jedoch durch Rückführungen einfacher einschränken. Im folgenden wird ein Verfahren beschrieben, mit dem man berechnen kann, an welchen BMV (oder an welche BMV) die Rückführungen gelegt werden müssen. Für einen gewünschten Zählerstand m wird zunächst die Zahl der mindestens nötigen BMV ermittelt

$$m \leqq 2^n . \tag{23}$$

Ist $m = 2^n$, so kann die Rechnung beendet werden, Rückführungen sind in diesem Fall nicht nötig.
Ergibt sich jedoch eine andere Situation, so wird die Differenz dl zwischen möglichem und gewünschtem Zählerstand gebildet

$$dl = 2^n - m . \tag{24}$$

Danach sucht man — von der höchsten Wertigkeit beginnend — den BMV mit der Wertigkeit $wl \leq dl$.
Für $wl = dl$ ist nur an diesen BMV eine Rückführung nötig, und die Berechnung kann beendet werden. Ist $wl < dl$, so muß man die nächste Rückführung berechnen. Dazu wird die Differenz $d2 = dl - wl$ gebildet und dann wieder der BMV mit der Wertigkeit $w2 \leq d2$ gesucht. Die Berechnung setzt man so lange fort, bis kein Rest übrigbleibt, d. h. $w_a = d_a$ oder $w_a - d_a = 0$ ist.

Beispiel

Als Berechnungsbeispiel soll der Zähler mit 6 Stellungen dienen ($m = 6$).
Ein Zähler mit 2 BMV zählt bis $2^2 = 4$, mit 3 BMV bis $2^3 = 8$. Es sind also mindestens $n = 3$ Stufen erforderlich. Man stellt nun fest, wieviel Stellungen des Binärzählers übersprungen werden müssen.

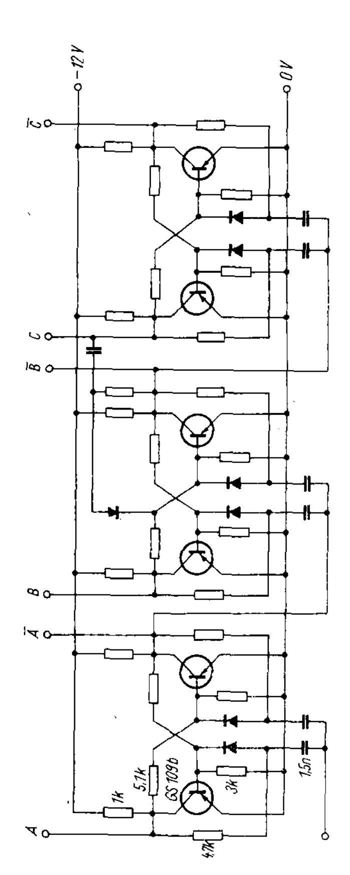


Bild 37 Zähler für 6 Impulse

$$dl = 2^n - m = 8 - 6 = 2\,.$$

Die Wertigkeit der BMV ist 1-2-4. Es wird für dl = wl = 2 ermittelt.
Die Rückführung muß also an den BMV mit der Wertigkeit 2 gelegt werden. Bild 37 zeigt den Stromlaufplan.

2.4.3. Dekodier- und Anzeigeschaltung

In diesem Abschnitt soll die Auswertung der im Zähler gespeicherten Zahl näher erläutert werden. Die Auswertung geschieht in 2 Schritten. Eine Gruppe von Und-Gliedern wandelt die Ziffer aus dem Binärkode in die gebräuchliche dezimale Form um. Diese Anordnung nennt man *Dekodiermatrix*. Wenn z. B. bis 10 gezählt werden soll, hat sie 8 Eingänge (entsprechend den 4 BMV) und 10 Ausgänge.
Die Ausgänge der Dekodiermatrix steuern Transistoren an, die die Ziffern- oder Zeichenanzeigeröhren schalten.
Der Entwurf der einzelnen Und-Glieder erfolgt mit Hilfe der entsprechenden Funktionstabelle. Um eine Zahl herauszufinden, können z. B. alle beim jeweiligen Zählerstand vorhandenen L-Signale dem Und-Glied zugeführt werden.
Beispiel
Die Zahl 7 hat laut Funktionstabelle des 1-2-4-8-Zählers binäre Schreibweise LLLO oder ausführlicher

Ausgang	A	$\bar{A}$	B	$\bar{B}$	C	$\bar{C}$	D	$\bar{D}$,
Signal	L	O	L	O	L	O	O	L.

Durch das Und-Glied müssen die Ausgänge $ABC\bar{D}$ ausgewertet werden.
Nicht immer muß man alle 4 BMV zur eindeutigen Darstellung einer Zahl heranziehen. Da der 4. BMV in unserem Beispiel nur bei den Zahlen 8 und 9 kippt, bei diesen aber die BMV 2 und 3 ihre Ruhelage wieder eingenommen haben, genügt es, die ersten 3 BMV auszuwerten (Ausgänge ABC). Beim 1-2-4-2-Zähler ergeben sich etwas andere Verhältnisse (Bild 35).
Zur Vereinfachung der Dekodiermatrix wurden in diesem Fall die Transistoren des Anzeigeteils auch noch zur Dekodierung herangezogen. Der 1. BMV unterscheidet die Zahlen nach geraden und ungeraden. Deshalb wurden alle Transistoren für gerade und ungerade Zahlen jeweils an den Emittern zusammengefaßt und mit den Ausgängen des 1. BMV verbunden. Nun kann nur noch die Gruppe leitend werden, an deren

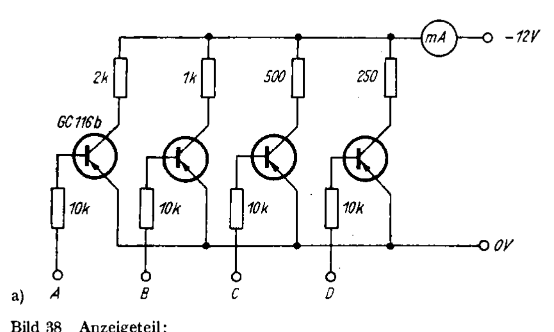
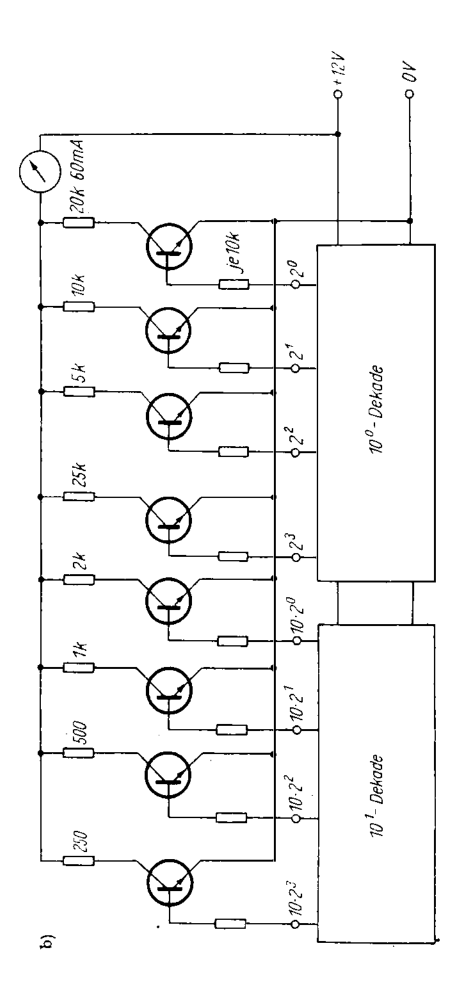


Bild 38 Anzeigeteil;
a — Anzeige mit Instrument, b — Anzeige des Zählerstands von 2 Dekaden mit 1 Meßinstrument (s. S. 64)

Emittern ein O-Signal liegt. Die Auswertung der übrigen 3 BMV erfolgt jetzt nur noch durch 5 Und-Glieder. Diese sind auf Grund der geringen Zahl der auszuwertenden BMV einfacher aufgebaut, so daß eine Materialeinsparung von 25 Dioden und 5 Widerständen möglich ist. Der Nachteil besteht darin, daß der Betriebsstrom der Anzeigeröhre über die Transistoren des 1. BMV fließt. Dieser BMV kann nicht mehr optimal dimensioniert werden. In den meisten Fällen stört dieser Nachteil aber kaum. Zwar ist die Anzeige mit Röhren sehr elegant, jedoch sind diese Anzeigeröhren teuer. Deshalb wird ein entsprechender Anzeigeteil mit Meßinstrument vorgestellt (Bild 38). Der Strom, der durch dieses Instrument fließt, ist der im Zähler gespeicherten Wertigkeit proportional. Die Skale braucht also nur mit den Zahlen 0 bis 9 beschriftet zu sein, wobei eine bestimmte Breite in Anspruch genommen werden kann.

Die Auswertung basiert auf der den einzelnen BMV zugeordneten Wertigkeit. Da nur 4 Wertigkeiten vorkommen, benötigt man auch nur 4 Transistoren, die parallelgeschaltet sind. Werden z. B. 2 Transistoren angesteuert, so wird vom Instrument die Summe der Wertigkeiten angezeigt. Voraussetzung ist, daß die Kollektorwiderstände der Wertigkeit umgekehrt proportional sind. Sie werden so gewählt, daß das Instrument bei der Zahl 9 Vollausschlag zeigt.



Beispiel

Es steht ein Instrument mit 100 mA Vollausschlag zur Verfügung. Der Strom für die Wertigkeit 1 beträgt

$$I1 = \frac{100\ \text{mA}}{9} = 11{,}1\ \text{mA}\,.$$

Wird die Spannung mit 12 V angesetzt, so ergibt sich ein Kollektorwiderstand von

$$R_c = \frac{U_b}{I1} = \frac{12\ V}{11{,}1\ mA} = 1{,}07\ k\Omega,$$

gewählt wird 1 kΩ.
Der Kollektorwiderstand des 2. Transistors, der die Wertigkeit 2 ausdrücken soll, muß den doppelten Strom liefern. Der Widerstandswert ist also 500 Ω. Bei der Wertigkeit 4 ergeben sich 250 Ω. Die letzte Stufe erhält je nach Wertigkeit entweder einen R_c von 125 Ω (1-2-4-8-Zähler) oder 500 Ω (1-2-4-2-Zähler). Die Basisvorwiderstände der Transistoren werden so gewählt, daß die Sättigung gesichert ist. Bei der Auswahl des Instruments muß man den Reststrom der Transistoren berücksichtigen. Empfindliche Instrumente müssen bei Verwendung von Germaniumtransistoren geshuntet werden. Günstiger zur Auswertung sind jedoch Siliziumtransistoren. In diesem Fall können die Kollektorwiderstände wesentlich größer dimensioniert werden, wodurch Stromverbrauch und Wärmeentwicklung sinken.
Bei mehrstelligen Zählern muß man mehrere Instrumente verwenden. Es ist jedoch möglich, ein Instrument mit 100 Teilstrichen für je 2 Zähler zu benutzen, wenn die Kollektorwiderstände sich wie 1 : 10 verhalten (Bild 38b).

2.4.4. Anwendung von Zählern

Von den vielen Möglichkeiten der Anwendung von Zählern sollen nur einige genannt werden. Mit die wichtigsten Anwendungsgebiete sind die elektronische Datenverarbeitung und die digitale Meßtechnik. Auf Einzelheiten der elektronischen Datenverarbeitung kann im Rahmen dieser Broschüre nicht eingegangen werden.
Bei den digitalen Meßverfahren ist die Frequenzmessung für den Amateur besonders attraktiv. Als Anwendungsbeispiel soll deshalb im folgenden ein Zählfrequenzmesser mit Ziffernanzeige beschrieben werden. Selbstverständlich wird sich der

einzelne Amateur ein solches Gerät nur unter großem Zeitaufwand bauen können, obwohl weder Meßmittel noch schwierige Abgleicharbeiten nötig sind. Für Klubstationen ist der Nachbau leichter, da die Arbeit aufgeteilt und auch von weniger erfahrenen Kameraden geleistet werden kann.
Bild 39 zeigt den Übersichtsschaltplan. Aus diesem Schaltplan läßt sich das einfache Prinzip des Zählfrequenzmessers ersehen: Die Eingangsspannung wird verstärkt und durch Begrenzung in Impulse umgeformt.
Ein Zeitgeber öffnet ein Tor (z. B. 1 s), so daß die Impulse dem Zähler zugeführt werden können. Die Anzahl der in 1 s gezählten Impulse, die dann angezeigt wird, ist die Frequenz in Hertz. Verkürzt man die Meßzeit, so muß der angezeigte Wert mit dem Verkürzungsfaktor multipliziert werden. Die Genauigkeit der Messung wird von der Zeitbasis bestimmt. Im vorliegenden Fall wurde ein Quarzgenerator nach Bild 26 benutzt. Damit man eine Meßzeit von 1 s erhält, wurden ihm noch einige Teiler nachgeschaltet.
Tabelle 4 enthält die einzelnen Bauelemente. Die Schaltung entspricht der nach Bild 22, wobei R_b noch ein Einstellregler R_b^* in Reihe geschaltet wurde, um den Teilungsfaktor genau einstellen zu können. Die Stromverstärkung muß größer als 100 sein.
Bild 40 zeigt die Torschaltung und ihre Ansteuerung. Solange T2 leitet, ist das Tor geschlossen: Der Ausgang A wird dann über Transistor T2 kurzgeschlossen. Öffnet T2, so arbeitet T1 als normaler Begrenzer. Seine Ausgangsimpulse werden dem Zähler zugeführt. Der Arbeitspunkt von T1 wird so eingestellt,

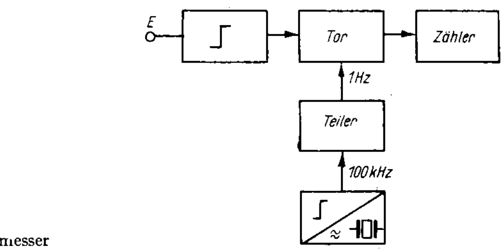


Bild 39
Zählfrequenzmesser

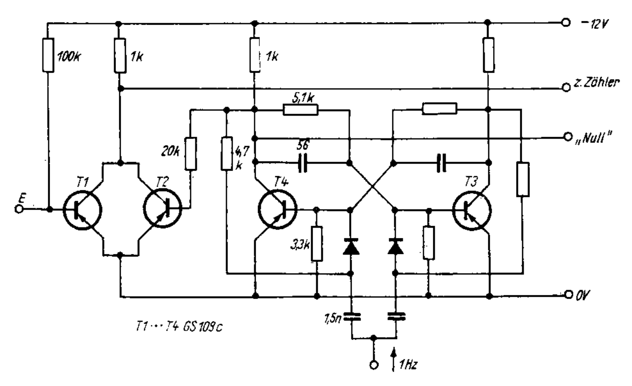
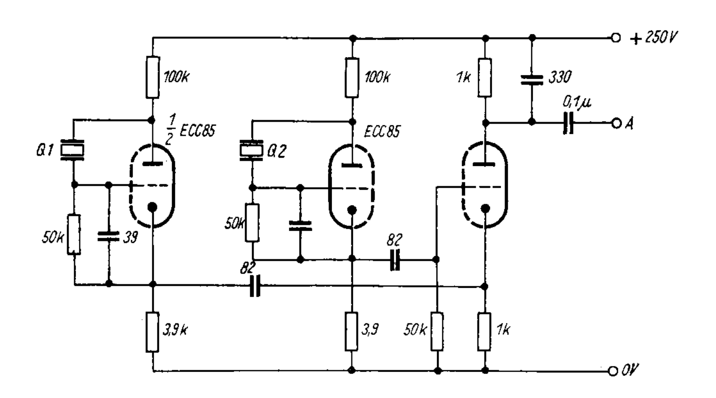


Bild 40 Torschaltung

Bild 41 Schaltung zum Vergleich von Quarzfrequenzen



daß er bei gesperrtem T2 in der Mitte der Arbeitsgeraden liegt. Die Ansteuerung der Torschaltung erfolgt durch einen BMV. In Ruhestellung ist T3 leitend, während T4 gesperrt ist, und T2 wird gesättigt. Das Tor ist dann geschlossen. Nach dem 1. Sekundenimpuls kippt der BMV. T2 wird gesperrt und das Tor somit geöffnet. Zugleich wird der Zähler auf „0" gestellt, wenn er diese Stellung nicht schon eingenommen hat. Die Eingangsimpulse gelangen jetzt auf den Zähler. Der nächste Sekundenimpuls kippt den BMV wieder in seine Ruhelage und sperrt das Tor. Die gemessene Frequenz wird nun 1 s angezeigt. Beim nächsten Sekundenimpuls beginnt der Vorgang von neuem. Es wurden 4 Zähldekaden hintereinandergeschaltet. Die höchste meßbare Frequenz war dadurch mit 9999 Hz gegeben. Durch Verkürzung der Meßzeit könnte diese Frequenz noch erhöht werden. Dagegen hätte es wenig Sinn, noch mehr Zähldekaden zu verwenden, weil die Genauigkeit des Quarzes nur $5 \cdot 10^{-5}$ beträgt. Die letzte Stelle wäre dann sehr ungenau; sie kann deshalb von vornherein entfallen.

Mit dem digitalen Frequenzmesser können die Quarze eines SSB-Filters bis auf 1 Hz genau ausgemessen werden. Das Meßprinzip beruht auf dem Vergleich der einzelnen Quarze mit einem Bezugsnormal. Das Bezugsnormal bildet der Quarz, der die höchste oder niedrigste Frequenz hat. Die Frequenz des auszumessenden Quarzes wird mit der des Bezugsnormals gemischt und die Differenz digital gemessen. Bild 41 zeigt den Stromlaufplan mit den 2 Oszillatoren und dem Mischer. Da die Frequenzen der Quarze für ein SSB-Filter nur maximal 3 kHz voneinander abweichen sollen, reicht der Frequenzbereich des Frequenzmessers zum Feinabgleich aus. Der Einfluß der Schaltung auf die Frequenz des Oszillators läßt sich einschränken, indem man die Quarze bei der Messung umwechselt, so daß Q1 einmal in der Schaltung mit Rö1 und einmal in der mit Rö2 verwendet wird. Den Mittelwert der Frequenzen verwendet man.

In [8] wurde eine Schaltung beschrieben, die in Verbindung mit einem digitalen Frequenzmesser sehr genaue Spannungsmessungen gestattet. Die Impulsfrequenz der Ausgangsspannung

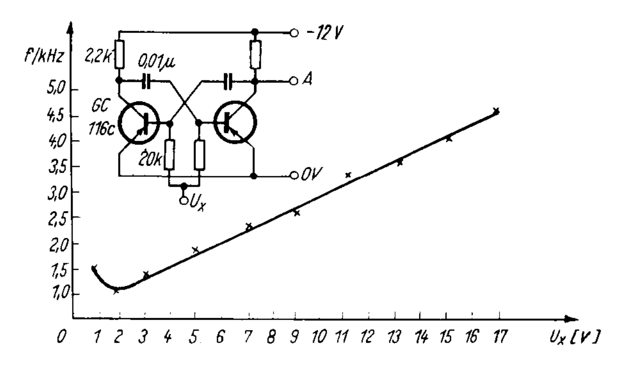


Bild 42 Symmetrischer astabiler Multivibrator als A/D-Umsetzer

ist der am Eingang anliegenden Spannung proportional. Solche Geräte, die analoge Größen für die digitale Verarbeitung oder Erfassung aufbereiten, werden als *Analog/Digital-Umsetzer* bezeichnet. Auch dafür sind viele Verfahren entwickelt worden. Ein sehr einfacher A/D-Umsetzer läßt sich mit dem symmetrischen astabilen Multivibrator aufbauen. Die Impulsfolgefrequenz ist in einem großen Bereich linear von der Spannung abhängig, die an den Basisvorwiderständen anliegt. Durch Messen der Impulsfolgefrequenz kann auf diese Weise die Spannung ermittelt werden, wobei eine Genauigkeit von etwa 1‰ erreicht wird. Infolge der digitalen Anzeige kann diese Genauigkeit auch voll genutzt werden, da keinerlei Ablesefehler möglich sind. Bild 42 zeigt die Frequenzabhängigkeit eines als A/D-Umsetzer eingesetzten symmetrischen AMV und den Stromlaufplan.

2.5. Lärmtöter

Bild 43 zeigt den Stromlaufplan einer als Lärmtöter (CW-Paine-Killer) in der internationalen Schaltungstechnik bekannt gewordenen Anordnung. Dieses Gerät sucht von mehreren Eingangssignalen das mit der größten Amplitude heraus und

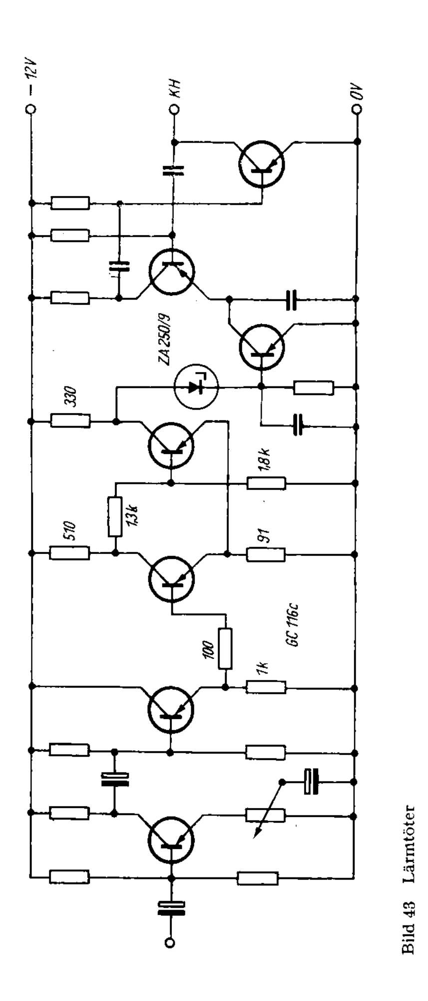


Bild 43 Lärmtöter

schaltet einen Hilfsoszillator. Es ist besonders nützlich, wenn Nutz- und Störsignal fast gleichgroß sind. Bei geringeren Ansprüchen kann es auch als RTTY-Konverter verwendet werden. T1 arbeitet als Verstärker, T2 als Impedanzwandler. Die Empfindlichkeit wird durch eine variable Gegenkopplung

eingestellt. T3 und T4 bilden einen *Schmitt*-Trigger, der in diesem Fall als Spannungsdiskriminator arbeitet. Die Verstärkung stellt man so ein, daß er auf das Nutzsignal gerade anspricht, dagegen von Störungen noch nicht beeinflußt wird. Der *Schmitt*-Trigger steuert über einen Schalttransistor einen AMV. Sein Ausgangssignal wird im Kopfhörer abgehört und bildet das neue, völlig störungsfreie Nutzsignal. Die Ansteuerung des AMV mit Hilfe des *Schmitt*-Triggers erfordert einige Überlegungen. Die Ausgangsspannung des *Schmitt*-Triggers beträgt entweder —12 V oder —3 V. Ohne besondere Hilfsmaßnahmen würde der Transistor — der den AMV ein- und ausschaltet — also nicht vom Ein- in den Auszustand geschaltet werden, sondern nur von einem weniger leitenden Zustand in einen besser leitenden. Der AMV würde dann immer schwingen. Man benötigt eine 2. Spannungsquelle, damit T5 richtig sperrt, wenn T4 leitet. Durch eine Z-Diode wird das Nullpotential am Ausgang des *Schmitt*-Triggers wiederhergestellt. Da die Diode erst oberhalb von 9 V leitet, ist T5 bis zu diesem Wert sicher gesperrt. Eine weitere Möglichkeit, das Nullpotential wieder zu gewinnen, ergibt sich durch die Verwendung eines komplementären Transistors. Wenn T4 leitet, so leitet dieser ebenfalls; sperrt T4, dann ist auch er sicher gesperrt. Die Steuerung des AMV muß man allerdings etwas verändern, da sonst im Kopfhörer das Signal „negativ" gehört wird. Der npn-Transistor muß die Basis eines Transistors des AMV an Masse legen.

2.6. Taktgeber

In vielen Fällen kommt es darauf an, daß mehrere Personen gleichzeitig Handgriffe ausführen. Dafür läßt sich ein elektronischer Taktgeber vorteilhaft einsetzen. Bild 44 zeigt den Stromlaufplan eines Geräts, das für das Training einer Rudermannschaft entworfen wurde. Ein astabiler Multivibrator mit den Transistoren T1 und T2 erzeugt die Taktimpulse. Der Teil der Schwingung, in dem T1 sperrt, kann durch das Potentiometer in einem bestimmten Längenbereich verändert werden.

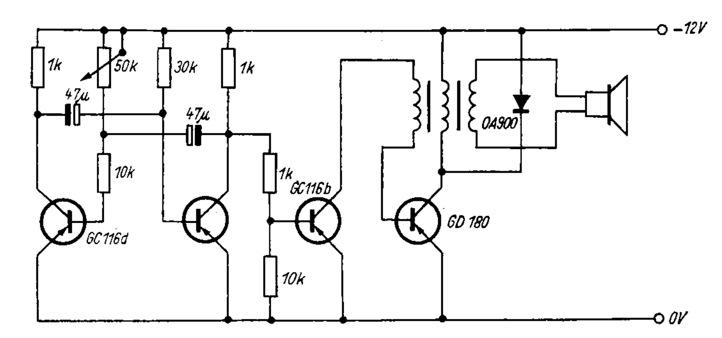


Bild 44 Taktgeber

Dadurch ist die Ausgangsfrequenz des AMV variabel; der genaue Wert läßt sich durch Eichen des Potentiometers ermitteln. Die Zeit, in der T2 sperrt, bleibt dabei konstant. Sie bildet das eigentliche Taktsignal. Mit diesen Impulsen konstanter Länge und variabler Frequenz wird ein Sperrschwinger angesteuert. Er erzeugt im Tonfrequenzbereich Schwingungen mit größerer Leistung, die dann über einen Druckkammerlautsprecher abgestrahlt werden.

2.7. Gleichspannungsverstärker mit Zerhacker

Will man kleine Gleichspannungen verstärken, so bereitet das erhebliche Schwierigkeiten. Die direkte Verstärkung ist nur bis zu einem bestimmten Grad möglich, da Gleichspannungsverstärker nur eine begrenzte Stabilität erreichen. Besonders störend ist die Nullpunktdrift, d..h., wird an den Ausgang des Verstärkers ein Meßgerät angeschlossen, so muß sehr oft der elektrische Nullpunkt (für $U_e = 0$ V) nachgeregelt werden.
In diesem Fall bietet die Impulstechnik eine Möglichkeit. Bild 45 zeigt den Übersichtsschaltplan. Die zu messende Gleichspannung wird in Impulse zerhackt. Die Amplitude dieser Impulse ist denen der Gleichspannung proportional. Die Zer-

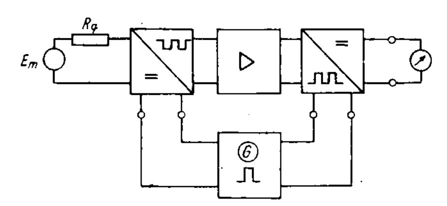


Bild 45 Prinzip des Millivoltmeters mit Zerhacker

hackerbaugruppe bezeichnet man oft auch als *Modulator* oder *Chopper*. Die Frequenz wird durch einen getrennten Steuerteil vorgegeben.

Die erzeugten Impulse werden durch einen Wechselspannungsverstärker auf eine gut meßbare Größe verstärkt, danach gleichgerichtet und mit einem Instrument angezeigt. Betreibt man Zerhacker und Gleichrichter (wie im Bild dargestellt) frequenzsynchron, so läßt sich auch die Polarität der Eingangsspannung anzeigen. Oft ist das jedoch nicht nötig, wodurch sich die Gleichrichtung vereinfacht.

Zerhacker und Verstärker bestimmen die Bandbreite des Übertragungskanals. Bei einer Frequenz von z. B. 50 Hz kann man nur eine Bandbreite von 0 bis etwa 20 Hz erreichen.

Auch jetzt besteht noch eine Nullpunktdrift, die allerdings um einige Größenordnungen geringer ist. Sie wird hauptsächlich von der Art des Zerhackers bestimmt. Entsprechend der Bedeutung dieser Messungen werden auch hier ständig neue Bauelemente und Schaltungen entwickelt. Die Auswahl eines speziellen Zerhackertyps richtet sich nach den Eigenschaften des Meßobjekts und den Umgebungseinflüssen.

Das älteste und auch heute noch genaueste Bauelement ist der mechanische Zerhacker. Seine Vorteile sind:

— hohes Auflösungsvermögen,
— geringe Übertragungsdämpfung,
— geringe Drift,
— großer Temperaturbereich.

Jedoch bestehen auch folgende entscheidende Nachteile:

— der Verschleiß der Kontakte begrenzt die Lebensdauer,
— Zerhackerfrequenz und damit die Bandbreite sind niedrig,

— er hat große Abmessungen, und das System ist lageabhängig.

Für die hohen Ansprüche der industriellen Meßtechnik wurden spezielle Meßzerhacker entwickelt, für die Zwecke des Amateurs genügt jedoch schon ein übliches polarisiertes Telegrafenrelais. Bild 46 zeigt die Anordnung der Kontakte.

Die Schaltung von Bild 46a wird als *Serienzerhacker* bezeichnet, weil Meßobjekt und Zerhackerkontakt in Reihe liegen. Die Erzeugung der Impulse aus der Gleichspannung erfolgt durch Unterbrechung des Stromflusses. Bild 46b zeigt die Schaltung eines *Parallelzerhackers*. Die Impulse werden durch Kurzschließen des Verstärkereingangs erzeugt. Diese Schaltung hat den Vorteil, daß der 2. Kontakt des Telegrafenrelais für die phasenrichtige Gleichrichtung zur Verfügung steht. Durch den Kurzschluß des Verstärkers werden auch die Störungen vermindert, die an seinem hochohmigen Eingang auftreten. Nachteilig ist, daß durch den Vorwiderstand eine zusätzliche

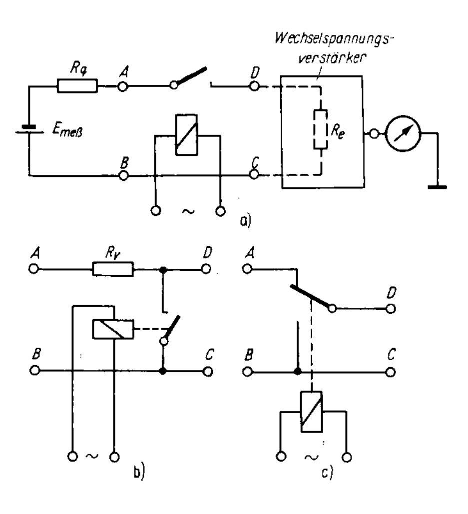


Bild 46 Zerhackertypen;
a — Serienzerhacker, b — Parallelzerhacker, — c Serienparallelzerhacker

Dämpfung des Meßsignals auftritt. Die Vorteile dieser beiden Schaltungen werden beim *Serienparallelzerhacker* nach Bild 46c vereint. Wie schon erwähnt, ist auch beim Gleichspannungsverstärker mit Zerhacker die Empfindlichkeit durch Störungen begrenzt. So kann z. B. bei ungünstigem Aufbau die Steuerspannung des Relais auf den Verstärkereingang koppeln. Bei sorgfältigem Aufbau und hochohmigem Eingang (10 MΩ) läßt sich jedoch noch eine Auflösung von 1 mV erreichen. Bei geringeren Eingangswiderständen ist auch eine höhere Empfindlichkeit möglich, allerdings muß dann auch der Innenwiderstand der Quelle niedrig sein. Ein Verstärker für niederohmige Thermoelemente z. B. kann eine Auflösung von einigen Mikrovolt erreichen.
Um die Nachteile des mechanischen Choppers zu vermeiden, setzt man auch andere Bauelemente als Schalter ein. So sind Zerhacker mit Halbleiterdioden, Transistoren, Kapazitätsdioden, Fotobauelementen und Feldeffekttransistoren aufgebaut worden. Die Anordnung dieser Bauelemente entspricht meist den vorigen Schaltungen. Die Dioden werden in Brückenschaltungen oder als Ringmodulator verwendet. Das Brückengleichgewicht hängt sehr von der Temperatur ab, und der Eingang ist niederohmig. Bei Fotochoppern können Störungen durch den Steuerteil geringgehalten werden, jedoch bereitet die Erzeugung von Lichtimpulsen Schwierigkeiten.
Für den Amateur interessanter ist der Transistorzerhacker. Er verfügt über eine größere Lebensdauer, Preis und Volumen sind geringer als beim mechanischen Zerhacker. Nachteilig ist, daß bei leitender Emitter-Kollektor-Strecke eine Sättigungsspannung auftritt. Besonders bei Germaniumtransistoren mit ihren größeren Restströmen hat auch der Sperrwiderstand einen geringen Wert. Bild 47 zeigt eine Schaltung mit Siliziumtransistor. Den Klemmen a und b wird gegenphasig die Steuerspannung zugeführt. Die Amplituden der Steuerspannung können an Reglern optimal eingestellt werden. An a liegt das eigentliche Steuersignal, das den Transistor vom leitenden in den gesperrten Zustand schaltet und umgekehrt.
Die Kapazitäten des Transistors differenzieren die steuernde Rechteckwelle, so daß in den Meßkreis und in den Anzeige-

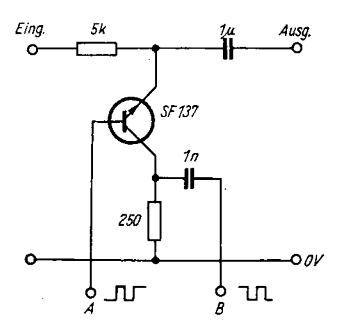


Bild 47
Parallelzerhacker mit Transistor

verstärker eine Störspannung eingekoppelt wird, die in den empfindlicheren Meßbereichen einen beträchtlichen Fehler verursachen kann. Die Störspannung ist der Frequenz proportional. Mit dem gegenphasigen Signal an b werden die Restspannung und die Störspannung bis zu einem bestimmten Grad kompensiert. Dadurch befindet sich am Anzeigeinstrument nur eine geringe Spannung, wenn kein Eingangssignal anliegt.
Der Transistor wird invers betrieben, d. h., sein Kollektor liegt am negativen Pol.
Der Vorwiderstand des Parallelzerhackers bildet mit dem Eingangswiderstand des Verstärkers einen Spannungsteiler, der die Eingangsspannung herunterteilt. Damit die Spannungsteilung gering ist, wird der Eingangswiderstand möglichst groß gewählt, wenigstens aber 5mal größer als der Vorwiderstand.
Einen universell verwendbaren Verstärker zeigt Bild 48. Der Eingang wurde mit einem Feldeffekttransistor bestückt, wodurch sich ein großer Eingangswiderstand erreichen läßt. Da der Transistor sehr empfindlich gegenüber elektrostatischen Aufladungen ist, muß der Eingang solange wie möglich kurzgeschlossen werden.
Der Eingangstransistor ist als Impedanzwandler geschaltet. Wenn der Gate-Vorwiderstand verringert wird, kann an Stelle des MOSFET auch eine *Darlington*-Schaltung mit Siliziumtransistoren verwendet werden. Danach folgen 2 direkt gekoppelte Stufen mit hoher Verstärkung. Die 4. Stufe des Verstärkers muß sorgfältig auf den optimalen Arbeitspunkt ein-

gestellt werden. Dazu wird dem Eingang eine Sinusspannung mit der Zerhackerfrequenz zugeführt. Am Kollektor des Transistors schließt man einen Oszillografen an und stellt mit R* den Arbeitspunkt so ein, daß das Signal von beiden Seiten her gleichmäßig begrenzt wird. Der Arbeitspunkt liegt dann in der Mitte der Arbeitsgeraden. Der letzte Transistor arbeitet wieder als Impedanzwandler. Sein Arbeitspunkt ist so eingestellt, daß am Emitter ohne Aussteuerung etwa 0 V liegen. Auf diese Weise läßt sich eine Aussteuerung mit $U_{SS} \approx 20$ V ermöglichen. Die Schleusenspannung der Gleichrichter wirkt sich dann kaum noch aus, so daß die Anzeige fast linear ist. Die Last für den Spannungsverdoppler darf allerdings nicht unter 10 kΩ sinken.

Die Verstärkung beträgt bei 50 Hz etwa 1000. Vom Emitter des 4. Transistors kann bei Bedarf eine einstellbare Gegenkopplung an die Basis von T2 geschaltet werden. Die Verstärkung läßt sich damit auf 100 herabsetzen. Der genaue Wert wird am Regler eingestellt. Die Schaltung ist für 50 Hz ausgelegt, bei höheren Frequenzen können die Koppelkapazitäten verringert werden.

Beim Transistorzerhacker stört die Restspannung. Der Feldeffekttransistor hat eine solche Restspannung nicht, er ist deshalb als Zerhacker besser geeignet. Es wird zwischen *Anrei-*

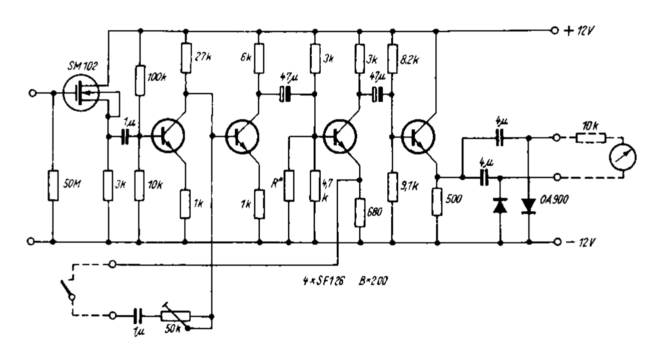


Bild 48 Verstärker mit Gleichrichter

cherungs- und *Verarmungstyp* unterschieden. Beim Anreicherungstyp müssen die für den Stromtransport notwendigen Ladungsträger erst durch Anlegen einer Spannung an das Gate im Kanalgebiet angereichert werden. Liegt keine Gatespannung an, so ist der Transistor gesperrt.
Dieser Transistor eignet sich deshalb ausgezeichnet als Chopper.

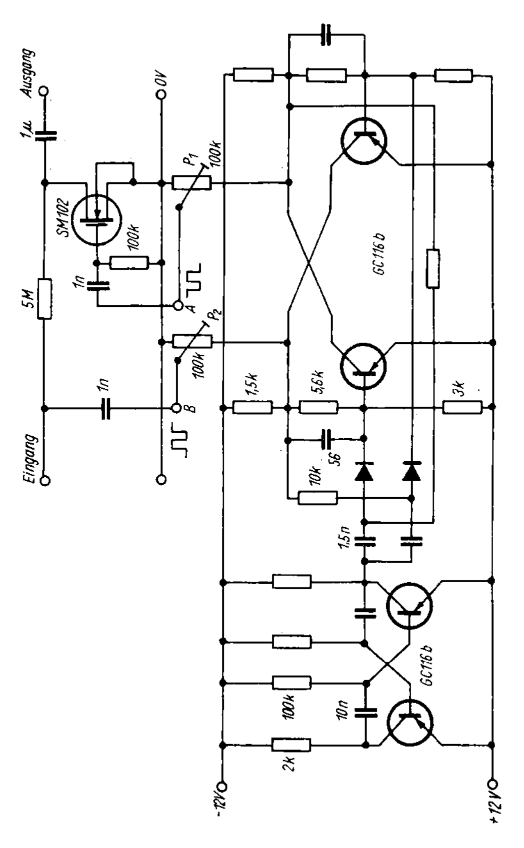


Bild 49 Zerhacker mit MOSFET und Steuerteil

In der DDR werden z. Z. nur MOSFETs vom Verarmungstyp gefertigt. Bei diesen Transistoren ist bereits ohne Gatespannung ein leitender Kanal vorhanden. Man benötigt eine negative Spannung, um den Transistor zu sperren, und eine positive zur Sättigung. Der Durchlaßwiderstand liegt beim *SM 102* mit 750 Ω höher als beim Siliziumschalttransistor (etwa 5 Ω). Der Sperrwiderstand ist mit einigen hundert Megaohm ausreichend hoch. Die Schaltzeit beträgt 10 bis 20 ns.
Der Zerhacker mit MOSFET erlaubt einen höheren Innenwiderstand der Meßquelle oder eine höhere Auflösung als der mit bipolaren Transistoren. Aber auch in diesem Fall wird über die Kapazitäten eine Störspannung in Meßkreis und Verstärker eingekoppelt. Bild 49 zeigt den Stromlaufplan eines Parallelzerhackers mit *SM 102* und die Steuerschaltung. Diese kann auch für den Zerhacker mit Siliziumtransistor verwendet werden. Dann wird eine geringere Versorgungsspannung benötigt. Als Steuergenerator wurde ein astabiler Multivibrator verwendet. Da Anstiegs- und Abfallzeiten unterschiedlich steil sind, haben auch die Spitzen der Störspannung unterschiedliche Amplituden. Eine geringe Verbesserung läßt sich durch Flanken gleicher Steilheit erreichen. Sie werden durch einen BMV erzeugt, den der AMV ansteuert. Ein mit dieser Schaltung aufgebautes Millivoltmeter erreichte bei einem Endausschlag von 5 mV eine Störspannung von etwa 0,3 mV. Der Aufbau muß so erfolgen, daß der Impulsgenerator nicht auf den Verstärkereingang koppeln kann. Damit die Empfindlichkeit gegen äußere Störungen eingeschränkt wird, sollte man vor dem Zerhacker noch ein Tiefpaßfilter anordnen.

Tabellenanhang

Tabelle 1

Impuls	Ausgang A	$\overline{A}$	B	$\overline{B}$	C	$\overline{C}$	D	$\overline{D}$
0	O	L	O	L	O	L	O	L
1	L	O	O	L	O	L	O	L
2	O	L	L	O	O	L	O	L
3	L	O	L	O	O	L	O	L
4	O	L	O	L	L	O	O	L
5	L	O	O	L	L	O	O	L
6	O	L	L	O	L	O	O	L
7	L	O	L	O	L	O	O	L
8	O	L	O	L	O	L	L	O
9	L	O	O	L	O	L	L	O
10	O	L	L	O	O	L	L	O
11	L	O	L	O	O	L	L	O
12	O	L	O	L	L	O	L	O
13	L	O	O	L	L	O	L	O
14	O	L	L	O	L	O	L	O
15	L	O	L	O	L	O	L	O
Wertigkeit	1		2		4		8	

Tabelle 2

Impuls	Ausgang							
	A	$\bar{A}$	B	$\bar{B}$	C	$\bar{C}$	D	$\bar{D}$
0	O	L	O	L	O	L	O	L
1	L	O	O	L	O	L	O	L
2	O	L	L	O	O	L	O	L
3	L	O	L	O	O	L	O	L
4	O	L	O	L	L	O	O	L
5	L	O	O	L	L	O	O	L
6	O	L	L	O	L	O	O	L
7	L	O	L	O	L	O	O	L
8	O	L	O	L	O	L	L	O
9	L	O	O	L	O	L	L	O
10	O	L	O	L	O	L	O	L
Wertigkeit	1		2		4		8	

Tabelle 3

Impuls	Ausgang							
	A	$\bar{A}$	B	$\bar{B}$	C	$\bar{C}$	D	$\bar{D}$
0	O	L	O	L	O	L	O	L
1	L	O	O	L	O	L	O	L
2	O	L	L	O	O	L	O	L
3	L	O	L	O	O	L	O	L
4	O	L	O	L	L	O	O	L
5	L	O	O	L	L	O	O	L
6	O	L	L	O	L	O	O	L
7	L	O	L	O	L	O	O	L
8	O	L	L	O	L	O	L	O
9	L	O	L	O	L	O	L	O
10	O	L	O	L	O	L	O	L
Wertig-keit	1		2		4		2	

Tabelle 4

10kHz/1kHz	1kHz/100Hz	100Hz/10Hz	10Hz/1Hz	
10 kΩ	10 kΩ	33 kΩ	300 kΩ	R_b
5 kΩ	5 kΩ	5 kΩ	100 kΩ	R_b^*
0,1 μF	1 μF	5 μF	5 μF	C

Formelzeichen und Abkürzungen

AMV	astabiler Multivibrator
Ap	Arbeitspunkt
B	Großsignalstromverstärkung
BMV	bistabiler Multivibrator
C_{cs}	Kollektorsättigungskapazität
C_D	Kondensator eines Differenzierglieds
C_k	Koppelkondensator
d	Differenz
d_s	Dachschräge
e	2,7183 ...
E	Urspannung, Eingang
f_T	Übergangsfrequenz
f_{grenz}	Grenzfrequenz
I_B	Basisstrom
I_{BX}	Basisstrom bei Sättigung
I_{BY}	Basisstrom bei Sperrung
I_C	Kollektorstrom
I_{CKO}	Kollektorreststrom
I_{Cmax}	maximal zulässiger Kollektorstrom
I_{CX}	Kollektorstrom bei Sättigung
m	Übersteuerungsgrad, Zahl der Speicherstellen
MMV	monostabiler Multivibrator
n	Zahl der BMV einer Kette
T	Periodendauer
t_d	Verzögerungszeit
t_f	Abfallzeit
t_i	Impulslänge
t_r	Anstiegszeit
t_s	Speicherzeit
τ	Schaltzeit, Zeitkonstante
R_b	Basiswiderstand
R_c	Kollektorwiderstand
R_D	Widerstand eines Differenzierglieds

R_k	Kopplungswiderstand
R_L	Lastwiderstand
U_{aus}	Ausgangsspannung
U_b	Betriebsspannung
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
U_{ein}	Eingangsspannung
U_S	Hilfsspannung zur Sperrung
ω	Kreisfrequenz = $2\pi f$
ω_1	$2\pi f_T$

Literaturhinweise

[1] *Millman/Taub:* Impuls- und Digitalschaltungen, VEB Verlag Technik Berlin

[2] *Rumpf/Puvers:* Transistorelektronik, VEB Verlag Technik, Berlin 1967

[3] *Schmitt:* Elektronische Schalter und Kippstufen mit Transistoren, Verlag R. Oldenbourg München und Wien

[4] *Hilberg/Schnelle:* Zähler mit Transistoren, Telefunkenzeitung Nr. 128 (1960), Seite 98 bis 108

[5] *Goedecke:* Elektronisches Rechnen für den Amateur, Reihe *Der praktische Funkamateur,* Band 53, Deutscher Militärverlag, Berlin 1965

[6] *Fischer:* Transistortechnik für den Funkamateur, Deutscher Militärverlag, Berlin 1962

[7] *Gärtner:* Transistormultivibrator mit verbesserter Anstiegszeit, *radio und fernsehen* 1965, Heft 4, Seite 105

[8] *Kühne:* Bauanleitung für einen Analog/Digital-Konverter, *radio-fernsehen-elektronik* 1969, Heft 8, Seite 250 bis 252

[9] Frequenzsyntheseverfahren, *Industrial Electronics* 1968, Heft 8

97

